

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

Jc971 U.S. PTO  
10/087703  
02/26/02

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年11月 5日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-339765

出 願 人

Applicant(s):

松下電器産業株式会社

2001年12月21日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及 川 耕 造

出証番号 出証特2001-3110312

【書類名】 特許願

【整理番号】 2022030246

【提出日】 平成13年11月 5日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 6/18

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 吉岡 包晴

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 中田 秀樹

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100062926

【弁理士】

【氏名又は名称】 東島 隆治

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 031691

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9901660

特 2 0 0 1 - 3 3 9 7 6 5

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源の直流を交流に変換してモータに交流電力を供給する、スイッチ素子とダイオードを有するインバータ回路、  
モータを流れる電流を検出し検出信号を出力するモータ電流検出部、及び  
前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を備え、  
前記インバータ制御部は、  
モータの回転周波数を設定する周波数設定部、  
前記周波数設定部に設定された回転周波数を表わす信号を回転位相を表わす信号に変換する位相形成部、  
位相形成部の回転位相信号から回転位相波形の信号を生成する波形生成部、  
前記波形生成部の出力信号と前記モータ電流検出部の検出信号から無効分電流及び有効分電流を求める無効分電流演算部及び有効分電流演算部、  
前記無効分電流演算部と有効分電流演算部の出力とモータ印加電圧から位相差  $\alpha$  を演算する位相差  $\alpha$  演算部、  
位相差  $\alpha$  の指令値を出力する位相差  $\alpha$  指令部、  
前記位相差  $\alpha$  指令部の出力と位相差  $\alpha$  演算部の出力との差から誤差電圧を演算する誤差電圧演算部、  
前記周波数設定部の出力の周波数を電圧に変換する  $V/f$  変換部、及び  
前記波形生成部、前記誤差電圧演算部及び前記  $V/f$  変換部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、演算結果に基づいて前記インバータ回路に制御信号を与えるための出力指令演算部  
を有するモータ制御装置。

【請求項 2】 直流電源の直流を交流に変換してモータに交流電力を供給する、スイッチ素子とダイオードを有するインバータ回路、  
モータを流れる電流を検出し検出信号を出力するモータ電流検出部、及び  
前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を備え、  
前記インバータ制御部は、

モータの回転周波数を設定する周波数設定部、

前記周波数設定部に設定された回転周波数を表わす信号を回転位相を表わす信号に変換する位相形成部、

位相形成部の回転位相信号から回転位相波形の信号を生成する波形生成部、

前記波形生成部の出力信号と前記モータ電流検出部の検出信号から無効分電流及び有効分電流を求める無効分電流演算部及び有効分電流演算部、

前記無効分電流演算部と有効分電流演算部の出力からモータへの入力電流の実効値を求める入力電流演算部、

前記モータのロータ基準軸とモータ電流の位相差を演算する位相差 $\beta$ 演算部、

位相差 $\beta$ の指令値を出力する位相差 $\beta$ 指令部、

前記位相差 $\beta$ 指令部の出力と前記位相差 $\beta$ 演算部の出力の差を求めて増幅し、電圧に変換する誤差電圧演算部、

前記周波数設定部の出力の周波数を電圧に変換する $V/f$ 変換部、及び

前記波形生成部、前記誤差電圧演算部及び前記 $V/f$ 変換部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、演算結果に基づいて前記インバータ回路に制御信号を与えるための出力指令演算部

を有するモータ制御装置。

【請求項 3】 直流電源の直流を交流に変換してモータに交流電力を供給する、スイッチ素子とダイオードを有するインバータ回路、

モータを流れる電流を検出し検出信号を出力するモータ電流検出部、及び

前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を備え、

前記インバータ制御部は、

モータの回転周波数を設定する周波数設定部、

前記周波数設定部に設定された回転周波数を表わす信号を回転位相を表わす信号に変換する位相形成部、

位相形成部の回転位相信号から回転位相波形の信号を生成する波形生成部、

前記波形生成部の出力信号と前記モータ電流検出部の検出信号から無効分電流及び有効分電流を求める無効分電流演算部及び有効分電流演算部、

前記無効分電流演算部と有効分電流演算部の出力から位相差 $\phi$ を演算する位相

差  $\phi$  演算部、

前記無効分電流演算部と有効分電流演算部の出力からモータへの入力電流の実効値を求める入力電流演算部、

前記モータのロータ基準軸とモータ電流との位相差を演算する位相差  $\beta$  演算部

、  
前記位相差  $\phi$  と前記位相差  $\beta$  からモータ印加電圧と誘起電圧の位相差を求める位相差  $\delta$  演算部、

位相差  $\delta$  の指令値を出力する位相差  $\delta$  指令部、

前記位相差  $\delta$  指令部の出力と前記位相差  $\delta$  演算部の出力の差を求めて増幅し、電圧に変換する誤差電圧演算部、

前記周波数設定部の出力の周波数を電圧に変換する  $V/f$  変換部、及び

前記波形生成部、前記誤差電圧演算部及び前記  $V/f$  変換部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、演算結果に基づいて前記インバータ回路に制御信号を与えるための出力指令演算部

を有するモータ制御装置。

【請求項 4】 前記インバータ制御部は、前記位相差  $\alpha$  指令部と前記位相差  $\alpha$  演算部のそれぞれの出力の誤差出力または前記位相差  $\beta$  指令部と前記位相差  $\beta$  演算部のそれぞれの出力の誤差出力または前記位相差  $\delta$  指令部と前記位相差  $\delta$  演算部のそれぞれの出力の誤差出力を前記波形生成部に印加するように構成したことを特徴とする請求項 1～3 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項 5】 前記インバータ制御部は、

前記位相差  $\alpha$  演算部または前記位相差  $\beta$  演算部または前記位相差  $\delta$  演算部の前回と今回の演算結果の差分を求める変化量演算部、

前記変化量演算部の出力を増幅する誤差周波数変動増幅部を備え、

前記誤差周波数変動増幅部の出力を前記  $V/f$  変換部の出力と前記誤差電圧演算部の出力に加算して前記出力指令演算部に入力するように構成したことを特徴とする請求項 4 に記載のモータ制御装置。

【請求項 6】 前記インバータ制御部は、

前記位相差  $\alpha$  演算部または前記位相差  $\beta$  演算部または前記位相差  $\delta$  演算部の前

回と今回の演算結果の差分を求める変化量演算部、

前記変化量演算部の出力を増幅する誤差周波数変動増幅部を備え、

前記変化量演算部の出力を位相形成部に印加し、

前記誤差周波数変動増幅部の出力を前記  $V/f$  変換部の出力と前記誤差電圧演算部の出力に加算して前記出力指令演算部に入力するように構成したことを特徴とする請求項 1～3 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項 7】 前記インバータ制御部は、

前記入力電流演算部または前記無効分電流演算部または前記有効分電流演算部からその変化分を求めて位相量に変換する電流位相変換部を備え、

前記電流位相変換部の出力を前記波形生成部に印加するように構成したことを特徴とする請求項 1～6 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項 8】 前記インバータ制御部は、

前記入力電流演算部または前記無効分電流演算部または前記有効分電流演算部からその変化分を求めて位相量に変換する電流位相変換部、

前記電流位相変換部の出力を増幅する位相電圧補償増幅部を備え、

前記電流位相変換部の出力を前記波形生成部に印加し、位相電圧補償増幅部の出力を前記誤差周波数変動増幅部の出力と前記  $V/f$  変換部の出力と前記誤差電圧演算部の出力に加算するように構成したことを特徴とする請求項 1～6 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項 9】 前記電流位相変換部は、前記入力電流演算部または前記無効分電流演算部または前記有効分電流演算部からその変化分を求める際、不感帯を設けたことを特徴とする請求項 7 又は 8 に記載のモータ制御装置。

【請求項 10】 前記インバータ制御部は、

印加電圧とモータ電流の位相差  $\phi$  を指令する位相差  $\phi$  指令部または無効分電流の値を指令する無効分電流指令部または前記位相差  $\alpha$  指令部または前記位相差  $\beta$  指令部または前記位相差  $\delta$  指令部の少なくともいずれか 2 つの指令部と、

前記複数の指令部に対応した前記位相差  $\phi$  演算部、前記無効分電流演算部、前記位相差  $\alpha$  演算部、前記位相差  $\beta$  演算部、前記位相差  $\delta$  演算部の内の少なくともいずれか 2 つの演算部を備え、

前記対応する少なくとも2つの指令部と演算部の出力で構成されるフィードバックループを前記周波数設定部の出力周波数に応じて帰還切替部で選択するように構成したことを特徴とする請求項1～9のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項11】 前記インバータ制御部は、前記出力指令演算部で得られた電圧が飽和電圧か否かを判定する電圧判定部を具備し、

前記周波数設定部及び前記電圧判定部の出力によって、前記対応する少なくとも2つの指令部と演算部の出力で構成されるフィードバックループを前記帰還切替部で選択するように構成したことを特徴とする請求項10に記載のモータ制御装置。

【請求項12】 直流電源の電圧を検出する直流電圧検出部を具備し、

前記インバータ制御部において、前記 $V/f$ 変換部と前記誤差電圧演算部の加算出力と前記直流電圧検出部から前記電圧判定部で電圧の飽和を判定することを特徴とする請求項11に記載のモータ制御装置。

【請求項13】 前記インバータ制御部は、前記 $V/f$ 変換部と前記誤差電圧演算部の加算出力と、前記直流電圧検出部の出力との間の誤差を加算器で求めその結果を増幅する誤差飽和電圧増幅部を具備し、

電圧飽和時には、前記誤差飽和電圧増幅部の出力を、前記無効分電流指令部、前記位相差 $\phi$ 指令部、前記位相差 $\alpha$ 指令部、前記位相差 $\beta$ 指令部、前記位相差 $\delta$ 指令部のいずれかの指令値とすることを特徴とする請求項12に記載のモータ制御装置。

【請求項14】 前記インバータ制御部は、前記位相差 $\beta$ 指令部の指令値をゼロとしたことを特徴とする請求項2～13のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項15】 前記インバータ制御部は、前記位相差 $\phi$ 指令部を備え、

前記位相差 $\phi$ 指令部の位相差と前記位相差 $\delta$ 演算部の位相差の値との差を求めて増幅し、誤差電圧演算部で電圧に変換するように構成したことを特徴とする請求項3～13のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項16】 前記モータは、ロータの鉄心の表面に磁石を装着した表面磁石型構造としたことを特徴とする請求項2～15のいずれかに記載のモータ制



御装置。

【請求項 1 7】 前記インバータ制御部は、前記位相差  $\beta$  指令部の指令値を、モータ定数と入力電流演算部の出力から演算で求められる一定値とすることを特徴とする請求項 2 ～ 1 3 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項 1 8】 前記モータは、ロータ鉄心に磁石を埋め込んだ埋め込み磁石型構造としたことを特徴とする請求項 2 ～ 1 3 のいずれか又は 1 7 に記載のモータ制御装置。

【請求項 1 9】 前記位相差  $\beta$  演算部は、無効分電力とロータ基準軸に同相の磁石誘起電圧とモータ電流とから、モータ電流の磁石誘起電圧同相成分を求め、モータ電流の磁石誘起電圧同相成分とモータ電流から位相差  $\beta$  を演算するように構成したことを特徴とする請求項 2 ～ 1 3 のいずれか又は 1 7, 1 8 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項 2 0】 前記誤差電圧演算部 1 3 及び前記誤差周波数変動増幅部 2 3 の増幅ゲインと、電流位相変換部 2 4 の変換ゲインと、波形生成部 8 における帰還切替部 2 7 の出力印加値を加算する加算ゲインは、可変であることを特徴とする請求項 1 ～ 1 9 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項 2 1】 前記モータは、エアコンあるいは冷蔵庫に搭載されるコンプレッサに組み込んであることを特徴とする請求項 1 ～ 2 0 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項 2 2】 前記モータは、ファンあるいはポンプを駆動することを特徴とする請求項 1 ～ 2 0 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、位置センサを有しない同期型モータを制御するためのモータ制御装置に関するものである。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

位置センサを有しない同期型モータの代表的なものとしてはブラシレスモータ

がある。このモータを正弦波駆動する方法として、モータ電流のゼロクロス点を検出し、このゼロクロス点に基づいて得られるモータ電流と印加電圧との位相差が所望の指令値になるようフィードバック制御して、印加電圧あるいは指令周波数を制御する方法がある。

#### 【0003】

以下、図18及び図19を用いてモータの正弦波駆動について説明する。図18において、直流電源1の直流電圧はインバータ回路2によって交流電圧に変換され、モータ電流検出部4を経てモータ3に供給される。モータ電流はモータ電流検出部4で検出され、インバータ制御部5Lに入力される。インバータ制御部5Lでは、周波数設定部6で設定された周波数の出力を位相形成部7に与え、回転位相を形成する。形成された回転位相から波形生成部8では、モータ3に印加する電圧波形の基準となる正弦波を生成する。モータ電流検出部4の出力は電流ゼロクロス検出部32に印加され、モータ電流のゼロクロス点を検出する。

#### 【0004】

図19の(a)は回転位相 $\theta$ を表し、(b)は設定周波数 $f_s$ の逆数の周期 $T$ におけるモータ電流 $I_s$ と印加電圧 $V_s$ との関係を表している。さらに、図19の(c)はモータ電流のゼロクロス点から読み取った位相差 $\phi$ の一相分を示す。図19の(a)に示すように、周波数設定部6の出力周波数 $f_s$ を位相形成部7で周期である時間 $T (= 1 / f_s)$ に変換し、回転位相 $\theta$ を作る。さらに波形生成部8で回転位相 $\theta$ に基づき基準となる正弦波を生成する。生成された基準となる正弦波波形と、誤差電圧演算部13で演算された電圧の振幅とから、出力指令演算部15で印加電圧 $V_s$ の指令値が生成されインバータ回路2に印加される。これにより、モータ電流 $I_s$ が図19の(b)のように流れ、印加電圧 $V_s$ と位相差 $\phi$ を生じる。モータ電流検出部4で検出されたモータ電流は、電流ゼロクロス検出部32に印加され、モータ電流のゼロクロス点の位相が検出される。ゼロクロス点の位相は、位相差演算部15に印加され印加電圧とモータ電流との位相差 $\phi$ が検出される。位相差 $\phi$ 指令部26の出力と位相差 $\phi$ 演算部19の出力は、加算器41に印加されたのち、誤差電圧演算部13で誤差を求めて増幅しモータ印加電圧の振幅を求める。出力指令演算部15の出力の指令印加電圧はパルス幅

変調（PWM）されてインバータ回路 2 のスイッチ素子に印加されこれを駆動する。

#### 【0005】

##### 【発明が解決しようとする課題】

前記の従来技術では、モータ電流のゼロクロス点を検出し、モータ電流と印加電圧との位相差が所望の指令値になるようにフィードバック制御している。モータ電流のゼロクロス点に基づく位相差  $\phi$  は、図 19 の（b）に示すように 1 相当たり電気角の 180 度に 1 回検出できるので、3 相では電気角の 60 度に 1 回検出できる。しかしながら、60 度毎に位相差  $\phi$  を検出するのでは、モータの回転周波数が低い場合には得られる位相差  $\phi$  のデータのサンプル数が少ない。そのため前回取得した位相差  $\phi$  のデータと今回取得したデータの間の差が大きくなり、モータの動作が不安定になり、脱調現象を生じて停止し易いという問題があった。

さらに、位相差  $\phi$  は単に入力である印加電圧とモータ電流の位相差であるため、正弦波のフィードバック変数としてはモータの直接的な値として意味を持っていないので、その指令値は設定しにくい。

本発明は、広範囲な回転領域で脱調することなく、高効率、低騒音、低振動で安定にモータを駆動制御でき、かつフィードバック量を設定し易いモータ制御装置を提供することを目的とする。

#### 【0006】

##### 【課題を解決するための手段】

請求項 1 に記載のモータ制御装置は、直流電源の直流を交流に変換してモータに交流電力を供給する、スイッチ素子とダイオードを有するインバータ回路、モータを流れる電流を検出し検出信号を出力するモータ電流検出部、及び前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を備え、前記インバータ制御部は、モータの回転周波数を設定する周波数設定部、前記周波数設定部に設定された回転周波数を表わす信号を回転位相を表わす信号に変換する位相形成部、前記位相形成部の回転位相信号から回転位相波形の信号を生成する波形生成部、前記波形生成部の出力信号と前記モータ電流検出部の検出信号から無効分電流及び有効分電流

を求める無効分電流演算部及び有効分電流演算部、前記無効分電流演算部と有効分電流演算部の出力から位相差 $\phi$ を演算する位相差 $\phi$ 演算部、前記位相差 $\phi$ 演算部とモータ印加電圧から位相差 $\alpha$ を演算する位相差 $\alpha$ 演算部、位相差 $\alpha$ の指令値を出力する位相差 $\alpha$ 指令部、前記位相差 $\alpha$ 指令部の出力と位相差 $\alpha$ 演算部の出力との差から誤差電圧を演算する誤差電圧演算部、前記周波数設定部の出力の周波数を電圧に変換するV/f変換部、及び前記波形生成部、前記誤差電圧演算部及び前記V/f変換部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、演算結果に基づいて前記インバータ回路に制御信号を与えるための出力指令演算部を有する。

## 【0007】

請求項2に記載のモータ制御装置は、直流電源の直流を交流に変換してモータに交流電力を供給する、スイッチ素子とダイオードを有するインバータ回路、モータを流れる電流を検出し検出信号を出力するモータ電流検出部、及び前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を備え、前記インバータ制御部は、モータの回転周波数を設定する周波数設定部、前記周波数設定部に設定された回転周波数を表わす信号を回転位相を表わす信号に変換する位相形成部、前記位相形成部の回転位相信号から回転位相波形の信号を生成する波形生成部、前記波形生成部の出力信号と前記モータ電流検出部の検出信号から、無効分電流を求める無効分電流演算部及び有効分電流を求める有効分電流演算部、前記無効分電流演算部と有効分電流演算部の出力から位相差 $\phi$ を演算する位相差 $\phi$ 演算部、前記無効分電流演算部と有効分電流演算部の出力からモータ電流の実効値を求める入力電流演算部、前記モータのロータ基準軸とモータ電流の位相差を演算する位相差 $\beta$ 演算部、位相差 $\beta$ の指令値を出力する位相差 $\beta$ 指令部、前記位相差 $\beta$ 指令部の位相差と前記位相差 $\beta$ 演算部の位相差の値との差を求めて増幅し、電圧に変換する誤差電圧演算部、前記周波数設定部の出力の周波数を電圧に変換するV/f変換部、及び前記波形生成部、前記誤差電圧演算部及び前記V/f変換部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、演算結果に基づいて前記インバータ回路に制御信号を与えるための出力指令演算部を有する。

## 【0008】

請求項 3 に記載のモータ制御装置は、直流電源の直流を交流に変換してモータに交流電力を供給する、スイッチ素子とダイオードで構成されたインバータ回路、モータを流れる電流を検出し検出信号を出力するモータ電流検出部、及び前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を備え、前記インバータ制御部は、モータの回転周波数を設定する周波数設定部、前記周波数設定部に設定された回転周波数を表わす信号を回転位相を表わす信号に変換する位相形成部、前記位相形成部の回転位相記号から回転位相波形の信号を生成する波形生成部、前記波形生成部の出力信号と前記モータ電流検出部の検出信号から、無効分電流を求める無効分電流演算部及び有効分電流を求める有効分電流演算部、前記無効分電流演算部と有効分電流演算部の出力から位相差  $\phi$  を演算する位相差  $\phi$  演算部、前記無効分電流演算部と有効分電流演算部の出力からモータ電流の実効値を求める入力電流演算部、前記モータのロータ基準軸とモータ電流の位相差を演算する位相差  $\beta$  演算部、位相差  $\beta$  の指令値を出力する位相差  $\beta$  指令部、前記位相差  $\phi$  演算部と前記位相差  $\beta$  演算部から位相差  $\delta$  を求めモータ印加電圧と誘起電圧の位相差を指令する位相差  $\delta$  指令部の位相差と前記位相差  $\delta$  演算部の位相差の値との差を求めて増幅し電圧に変換する誤差電圧演算部、前記周波数設定部の出力の周波数を電圧に変換する  $V/f$  変換部、及び前記波形生成部、前記誤差電圧演算部及び前記  $V/f$  変換部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し演算結果に基づいて前記インバータ回路に制御信号を与えるための出力指令演算部を有する。

請求項 4、5、6 に記載のモータ制御装置は、前記位相差  $\alpha$  指令部と前記位相差  $\alpha$  演部の誤差出力、前記位相差  $\beta$  指令部と前記位相差  $\beta$  演算部の誤差出力、前記位相差  $\delta$  指令部と前記位相差  $\delta$  演算部の誤差出力のいずれか 1 つから時系列で得られる位相変化分を波形生成部に印加するように構成している。

さらに、前記位相差  $\alpha$  演部、前記位相差  $\beta$  演算部、前記位相差  $\delta$  演算部のいずれか 1 つの出力から時系列で得られる位相差の差分をとる変化量演算部、前記変化量演算部の出力を増幅する誤差周波数変動増幅部を有し、前記誤差周波数変動増幅部の出力を前記誤差電圧演算部と前記  $V/f$  変換部の出力に加算するように構成している。

また、前記変化量演算部の出力を位相形成部に印加し、前記誤差周波数変動増

幅部の出力を前記誤差電圧演算部と前記  $V/f$  変換部の出力に加算するように構成している。

#### 【0009】

請求項 7、8、9 に記載のモータ制御装置は、前記入力電流演算部の出力から電流の変化分を求め、位相に変換する電流位相変換部を有し、前記電流位相変換部の出力を波形生成部に印加するよう構成している。

さらに、前記電流位相変換部の出力を位相電圧補償増幅部で増幅して、前記誤差周波数変動増幅部の出力と前記  $V/f$  変換部の出力とを前記誤差電圧演算部の出力に加算するように構成している。

また、前記電流位相変換部に不感帯を設けて通常は動作せずハンチングのように異常時のみ動作するようにしている。

#### 【0010】

請求項 10、11、12、13 に記載のモータ制御装置は、前記位相差  $\phi$  指令部、前記無効分電流指令部、前記位相差  $\alpha$  指令部、前記位相差  $\beta$  指令部、前記位相差  $\delta$  指令部の少なくともいずれか 2 つの指令部と、前記複数の指令部に対応した前記位相差  $\phi$  演算部、前記無効分電流演算部、前記位相差  $\alpha$  演算部、前記位相差  $\beta$  演算部、前記位相差  $\delta$  演算部の少なくともいずれか 2 つの演算部を備え、前記対応する少なくとも 2 つの指令部と演算部の出力で構成されるフィードバックループを前記周波数設定部の出力周波数に応じて前記帰還切替部で選択するように構成している。

また、前記帰還切替部は前記周波数設定部の出力及び、前記出力指令演算部で得られた電圧が飽和電圧か否かを判定する前記電圧判定部の出力で選択切替ができるように構成している。

さらに、直流電圧検出部で直流電源の電圧を検出し、前記  $V/f$  変換部と前記誤差電圧演算部の加算出力とから前記電圧判定部で電圧の飽和を判定するように構成している。

また、前記  $V/f$  変換部と前記誤差電圧演算部の加算出力と前記直流電圧検出部から誤差飽和電圧増幅部で誤差をとりその結果を増幅し、電圧飽和時に前記誤差飽和電圧増幅部の出力を前記無効分電流指令部または前記位相差  $\phi$  指令部また

は前記位相差 $\alpha$ 指令部または前記位相差 $\beta$ 指令部または前記位相差 $\delta$ 指令部の指令値とするように構成している。

#### 【0011】

請求項14、15、16に記載のモータ制御装置は、前記位相差 $\beta$ 指令部の指令値をゼロに設定するように構成している。

または、前記位相差 $\phi$ 指令部の位相差と前記位相差 $\delta$ 演算部の位相差の値との差を求めて増幅し、誤差電圧演算部で電圧に変換するように構成している。

モータは、ロータ鉄心の表面に磁石を装着した表面磁石型構造のブラシレスモータの構成にしている。

請求項17、18に記載のモータ制御装置は、前記位相差 $\beta$ 指令部の指令値をモータ定数と前記入力電流演算部の出力から演算で求められる一定値に設定するように構成している。

モータは、ロータ鉄心に磁石を埋め込んだ埋め込み磁石型構造のブラシレスモータの構成にしている。

#### 【0012】

請求項19に記載のモータ制御装置は、前記位相差 $\beta$ 演算部で、無効分電力とロータ基準軸に同相の磁石誘起電圧とモータ電流からモータ電流の磁石誘起電圧同相成分を求め、モータ電流の磁石誘起電圧同相成分とモータ電流から位相差 $\beta$ を演算するように構成している。

請求項20に記載のモータ制御装置は、前記誤差電圧演算部及び前記誤差周波数変動増幅部23の増幅ゲインと、電流位相変換部の変換ゲインと、波形生成部における前記帰還切替部の出力印加値を加算する加算ゲインを可変できるように構成している。

#### 【0013】

請求項21、22に記載のモータ制御装置は、前記モータがエアコンあるいは冷蔵庫に搭載されるコンプレッサに組み込んだ構成にしている。

さらに、前記モータはファンあるいはポンプを駆動するように構成している。

#### 【0014】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好適な実施例のモータ制御装置について、図 1 から図 1 7 を参照して説明する。

### 《第 1 実施例》

図 1 は本発明の第 1 実施例のモータ制御装置のブロック図である。図 1 において、直流電源 1 の直流はインバータ 2 に印加されて交流に変換され、モータ電流検出部 4 を経てモータ 3 に供給される。モータ 3 は例えば、同期型のブラシレスモータであり、ロータの位置を検出する位置センサは備えていない。モータ電流検出部 4 の検出出力はインバータ制御部 5 の無効分電流演算部 9 及び有効分電流演算部 1 0 に入力される。周波数設定部 6 では、インバータ回路 2 を制御する入力信号の周波数が設定され、設定された周波数の入力信号が位相形成部 7 に入力され位相信号に変換される。この位相信号は波形生成部 8 に印加される。波形生成部 8 は印加された入力信号から正弦波の信号を生成し無効分電流演算部 9 及び有効分電流演算部 1 0 と出力指令演算部 1 5 に印加する。無効分電流演算部 9 及び有効分電流演算部 1 0 は、モータ電流検出部 4 の検出出力と正弦波の信号とから無効分電流および有効電流を求める。

### 【0 0 1 5】

無効分電流および有効電流は位相差  $\alpha$  演算部 1 1 に印加され、モータ印加電圧とモータ誘起電圧の位相差  $\alpha$  を求め、加算器 4 1 の一方の入力端に印加する。加算器 4 1 の他方の入力端には位相差  $\alpha$  指令部 1 2 の位相差  $\alpha$  指令値が印加されている。加算器 4 1 の加算出力は誤差電圧演算部 1 3 に印加され誤差電圧が求められる。誤差電圧演算部 1 3 の出力は、加算器 4 2 において  $V/f$  変換部 1 4 の出力と加算され、加算結果の出力が出力指令演算部 1 5 と位相差  $\alpha$  演算部 1 1 に入力される。出力指令演算部 1 5 の出力はインバータ回路 2 に印加されインバータ回路 2 を駆動する。

次にインバータ制御部 5 の動作を詳細に説明する。モータ電流検出部 4 の検出出力と波形生成部 8 の出力とから無効分電流演算部 9 及び有効分電流演算部 1 0 により無効分電流  $I_r$  及び有効分電流  $I_a$  がそれぞれ式 (1) 及び (2) により得られる。

### 【0 0 1 6】



$$I_r = i_u \times \sin \theta + i_v \times \sin (\theta - 2/3\pi) + i_w \times \sin (\theta - 4/3\pi) = -K \times I_s \times \sin \phi \quad \dots (1)$$

【0017】

$$I_a = i_u \times \cos \theta + i_v \times \cos (\theta - 2/3\pi) + i_w \times \cos (\theta - 4/3\pi) = K \times I_s \times \cos \phi \quad \dots (2)$$

【0018】

ただし、 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ は3相 $u$ 、 $v$ 、 $w$ のそれぞれの瞬時電流である。 $\sin \theta$ 、 $\sin (\theta - 2/3\pi)$ 、 $\sin (\theta - 4/3\pi)$ は3相の回転位相波形を示す3相正弦波であり、 $K$ は定数を表わしている。 $I_s$ はモータ電流である。このようにして求められる無効分電流 $I_r$ 及び有効電流 $I_a$ は瞬時値で得られるので、瞬時の無効分電流及び有効電流を示している。 $\cos \theta$ の値は、波形生成部8に内蔵したテーブルにより生成する。位相差 $\phi$ は、有効分電流 $I_a$ と無効分電流 $I_r$ から、位相差演算部11で、次の式(3)によって演算される。

【0019】

$$\phi = -\tan^{-1} (I_r / I_a) \quad \dots (3)$$

【0020】

一方、モータ印加電圧とモータ誘起電圧の位相差 $\alpha$ の関係は、図2のようなベクトル図で表わせる。図2のベクトル図は、ブラシレスモータの中でもいわゆる突極型と呼ばれる、たとえば磁石をロータに埋め込んだ形態のモータの特性を表わしている。ロータ磁石による磁石誘起電圧 $E_o$ のベクトル方向はロータ基準軸方向を表わしている。この磁石誘起電圧 $E_o$ のベクトル方向を $q$ 軸、直交方向を $d$ 軸とすると、モータ電流によって $d$ 軸及び $q$ 軸成分のインダクタンスに誘起される電圧、 $j X_d I_d$ 及び $j X_q I_q$ と磁石誘起電圧 $E_o$ とのベクトル合成電圧がモータの誘起電圧 $V_o$ として表わせる。モータ印加電圧 $V_s$ は誘起電圧 $V_o$ とモータ巻線抵抗による電圧降下分 $V_r$ をベクトル合成して得られる。

さらに、図2のようにモータ電流ベクトル $I_s$ は $d$ 軸及び $q$ 軸方向に分解できるとともに、モータ印加電圧ベクトル $V_s$ と同方向、即ち有効分電流 $I_a$ と直交方向、即ち無効分電流 $I_r$ に分解できる。

図2から、位相差 $\alpha$ は、 $R$ をモータの巻線抵抗とすると式(4)で求められる

## 【 0 0 2 1 】

$$\tan \alpha = \sin \alpha / \cos \alpha = -R \times I_r / (K \times V_s - R \times I_a) \cdots (4)$$

## 【 0 0 2 2 】

図 3 は、図 2 で表わされたベクトル図によるモータの等価回路を示している。図 3 の等価回路では P-Q 間の電圧がモータ誘起電圧  $V_o$  を表わしている。モータ印加電圧  $V_s$  と誘起電圧の差でモータ電流  $I_s$  が流れるが、両者の位相が一致している時に、モータ電流は最小になってモータの銅損を最小に抑制できる。即ち、位相差  $\alpha$  を制御することによって、直接的にモータの高効率駆動が可能である。さらに、位相差  $\alpha$  は、式 (1) ~ (4) から明らかなように、各瞬時電流から求められる。

## 【 0 0 2 3 】

各瞬時電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  のサンプリングはインバータ回路 2 の PWM の周期で行われるので、サンプリング周波数はモータの回転周波数に比べると十分高くとれる。3 相の回転位相波形のサンプリング精度は、波形生成部 8 の分解能で決まる。PWM のサンプリング周波数はモータの回転周波数より十分高くしてあるので、位相差  $\alpha$  のサンプリング数は図 4 の (b) に点線で示すように、モータ回転周波数の 1 周期  $T$  の間のサンプリング回数が十分多く、実質的に連続量として扱える。従って、サンプリングをしてから、サンプリングで得られたデータがフィードバック制御のデータとして帰還されるまでの時間が短く、すなわちサンプリング遅れが少なく、サンプリングの遅れによりフィードバック制御が不安定になることはない。本実施例では、鉄損を考慮して、位相差  $\alpha$  がゼロに近い負値になるようにフィードバック制御をするとモータを高効率で運転することができる。位相差  $\alpha$  指令部 12 の出力の位相差  $\alpha$  指令値と前記の式 (4) の演算結果の位相差とから、誤差電圧演算部 13 で誤差電圧を求める。求めた誤差電圧は加算器 42 の一方の入力端に印加される。

## 【 0 0 2 4 】

周波数設定部 6 の出力周波数を  $V/f$  変換部 14 で電圧に変換し、モータ 3 に

印加すべき基本電圧を求める。この基本電圧を加算器 4 2 の他方の入力端に印加する。加算器 4 2 は、基本電圧に誤差電圧を加算して出力指令演算部 1 5 に入力する。これにより、最終的にモータに印加すべき電圧の過不足分が誤差電圧で補償される。出力指令演算部は、加算器 4 2 から入力された印加電圧振幅値と波形生成部 8 で作られる回転位相波形から 3 相の印加電圧を作成し、インバータ回路 2 に印加してこれを駆動する。本実施例によれば、フィードバック制御におけるフィードバック値のサンプリングデータの遅れがモータの回転周波数に対してほとんど無視できるので、常に高い効率で安定にモータを運転することができる。さらに、位相差  $\alpha$  は印加電圧  $V_s$  と誘起電圧がほぼ一致して、モータ電流がほぼ最小になるように制御するフィードバック変数としてモータ制御上物理的な意味を持っているので設定し易い。

【0025】

#### 《第 2 実施例》

図 5 は本発明の第 2 実施例のモータ制御装置のブロック図である。図 5 において、インバータ制御部 5 A は、入力電流演算部 1 6 を有し、無効分電流演算部 9 と有効分電流演算部 1 0 の出力が入力電流演算部 1 6 の 2 つの入力端にそれぞれ入力される。さらに、周波数設定部 6、無効分電流演算部 9、有効分電流演算部 1 0、入力電流演算部 1 6 及び加算器 4 2 の各出力は位相差  $\beta$  演算部 1 7 に入力されて位相差  $\beta$  を求める。

位相差  $\beta$  演算部では、式 (5) から位相差  $\beta$  を求める。

【0026】

$$\tan \beta = - (V_s \times I_r - X_q \times I_s^2) / (V_s \times I_a - R \times I_s^2) \quad \cdot$$

・ ・ (5)

【0027】

ここで、 $I_s$  は入力電流演算部によって得られるモータ電流であり、 $R$  及び  $X_q$  はそれぞれモータ定数で、あらかじめ与えられている。

位相差  $\beta$  演算部 1 7 の出力は加算器 4 1 の一方の入力端に入力される。加算器 4 1 の他方の入力端には位相差  $\beta$  指令部 1 8 の出力が入力される。加算器 4 2 の出力は位相差  $\beta$  演算部 1 7 に入力される。その他の構成は図 1 に示す第 1 実施例

と同じである。

このようにして得られる位相差 $\beta$ も瞬時の位相差を示している。無効分電流 $I_r$ 、有効分電流 $I_a$ 、入力電流 $I_s$ 及び印加指令電圧 $V_s$ も同様に、モータ回転周波数の1周期中に十分に多くの回数のサンプリングがなされるので、第1実施例と同様に位相差 $\beta$ の変化を示すデータは、ほとんど連続量として扱える。そのためサンプリングの遅れが少なく、サンプリング遅れによりフィードバック制御が不安定になることはない。位相差 $\beta$ 指令部18とこの演算結果で求めた位相差から誤差電圧演算部13で誤差電圧を求める。周波数設定部6で設定された周波数の信号を $V/f$ 変換部14に入力し、モータ3に印加すべき基本電圧を $V/f$ 変換部14により求める。基本電圧に、誤差電圧演算部13の出力を加算器42において加算し、最終的にモータに印加すべき電圧の過不足分をこの誤差電圧で補償している。このようにして得られた印加電圧振幅値と波形生成部8で作られる回転位相波形から出力指令演算部15で3相の印加電圧を作成し、インバータ回路2に印加してこれを駆動する。本実施例では、フィードバック制御において、フィードバック値を決めるサンプリングデータのサンプリング遅れが、モータの回転周期に対してほとんど無視できる程少ないので、常に高効率で安定にモータを運転することができる。さらに、位相差 $\beta$ はトルクを直接制御するモータ電流とロータ基準軸の位相差であり、フィードバック変数としてモータ制御上物理的な意味を持っているので設定し易い。

【0028】

### 《第3実施例》

図6は第3実施例のインバータ制御部5Bを含むモータ制御装置のブロック図である。図6において、位相差 $\phi$ 演算部19の出力と位相差 $\beta$ 演算部17の出力は位相差 $\delta$ 演算部20に印加されている。位相差 $\delta$ 演算部20の出力は加算器41の一方の入力端に入力され、加算器41の他方の入力端には位相差 $\delta$ 指令部21の出力が入力される。その他の構成は図5に示す第2実施例と同じである。

第3実施例においても、前記の第2実施例と同様に位相差 $\beta$ 演算部17によって位相差 $\beta$ を求めている。位相差 $\beta$ は位相差 $\phi$ 演算部19で求めた位相差 $\phi$ と位相差 $\beta$ とを位相差 $\delta$ 演算部に印加して位相差 $\delta$ を求めている。このようにして得

られる位相差  $\delta$  も瞬時の位相差を示している。無効分電流  $I_r$ 、有効分電流  $I_a$ 、入力電流  $I_s$  及び印加指令電圧  $V_s$  も同様に、モータ回転周波数の 1 周期中に十分に多くの回数のサンプリングがなされるので、第 2 実施例と同様に位相差  $\delta$  の変化を示すデータは、ほとんど連続量として扱える。そのためサンプリングの遅れが少なく、サンプリング遅れによりフィードバック制御が不安定になることはない。

#### 【0029】

位相差  $\delta$  指令部 21 と、この演算結果で求めた位相差から誤差電圧演算部 13 で誤差電圧を求める。周波数設定部 6 で設定された周波数の信号を  $V/f$  変換部 14 に入力し、モータ 3 に印加すべき基本電圧を  $V/f$  変換部 14 により求める。基本電圧に、誤差電圧演算部 13 の出力を加算器 42 において加算し、最終的にモータに印加すべき電圧の過不足分をこの誤差電圧で補償している。このようにして得られた印加電圧振幅値と波形生成部 8 で作られる回転位相波形から出力指令演算部 15 で 3 相の印加電圧を作成し、インバータ回路 2 に印加してこれを駆動する。本実施例では、フィードバック制御において、フィードバック値を決めるサンプリングデータのサンプリング遅れが、モータの回転周期に対してほとんど無視できる程少ないので、常に高効率で安定にモータを運転することができる。さらに、位相差  $\delta$  は基準電源となる印加電圧  $V_s$  とロータ基準軸の位相差であり、フィードバック変数としてモータ制御上物理的な意味を持っているので設定し易い。

#### 【0030】

#### 《第 4 実施例》

図 7 は第 4 実施例のインバータ制御部 5C を含むモータ制御装置のブロック図である。前記の第 2 実施例と同様に位相差  $\beta$  演算部 17 によって位相差  $\beta$  を求めている。位相差  $\beta$  指令部 18 の出力の指令値と位相差  $\beta$  の演算結果との誤差を求めて誤差電圧演算部 13 で増幅し電圧に変換する。また、この位相差  $\beta$  の誤差を波形生成部 8 に印加する。波形生成部 8 では、位相形成部 7 の出力に、位相差  $\beta$  の誤差にゲインを掛けた値を加算する。その結果、回転位相の指令値として出力指令部に印加する回転位相に位相の変化を反映することができる。その他の構成

は図 5 に示す第 2 実施例と同じである。

第 4 実施例においても、前記の第 2 実施例と同様に、位相差  $\beta$  の誤差は、無効分電流  $I_r$  や有効分電流  $I_a$  のサンプリング周期で求める位相差  $\beta$  から得られるので、瞬時の位相差誤差分であって、ほとんど連続量として扱える。そのため位相差  $\beta$  の変動による回転位相の補償もサンプリングの遅れが少なく、サンプリング遅れによりフィードバック制御が不安定になることはない。

#### 【0031】

位相差  $\beta$  指令部 18 と位相差  $\beta$  演算部 17 から誤差電圧演算部 13 で誤差電圧を求める。周波数設定部 6 で設定された周波数の信号を  $V/f$  変換部 14 に入力し、モータ 3 に印加すべき基本電圧を  $V/f$  変換部 14 により求める。この基本電圧に、誤差電圧演算部 13 の出力の誤差電圧を加算器 42 において加算し、最終的にモータに印加すべき電圧の過不足分をこの誤差電圧で補償している。さらに、モータの速度変化に伴う位相差  $\beta$  の変動を、波形生成部 8 で設定された回転位相に加えて位相補償をしている。このようにして得られた印加電圧振幅値と波形生成部 8 で作られる回転位相波形から出力指令演算部 15 で 3 相の印加電圧を作成し、インバータ回路 2 に印加してこれを駆動する。

なお、本実施例では位相差  $\beta$  の誤差を波形生成部 8 に印加したが、位相差  $\alpha$  や位相差  $\delta$  を用いる場合でも波形生成部 8 で掛けるゲインを変更すれば同様の効果が得られる。

本実施例では、フィードバック制御において、フィードバック値を決めるサンプリングデータのサンプリング遅れが、モータの回転周期に対してほとんど無視できる程少ないので、常に高効率で安定にモータを運転することができる。また、モータの速度変動に応じた位相変動を出力指令演算部 15 の出力に反映させるので、負荷変動等による速度変動が生じて、より安定したモータ駆動が達成できる。

#### 【0032】

#### 《第 5 実施例》

図 8 は第 5 実施例のインバータ制御部 5D を含むモータ制御装置のブロック図である。第 5 実施例においても、前記の第 4 実施例と同様に位相差  $\beta$  演算部 17

によって位相差  $\beta$  を求める。そして位相差  $\beta$  の指令値と位相差  $\beta$  演算部門の演算結果から得られる位相差  $\beta$  の誤差を波形生成部 8 に印加し、波形生成部 8 で位相形成部 7 の出力にゲインを掛けた位相差  $\beta$  の誤差を加算する。

一方、位相差  $\beta$  演算部 1 7 の出力は、前回のサンプリングと今回のサンプリングのそれぞれの出力値の差を取る変化量演算部 2 2 にも印加される。変化量演算部 2 2 で求められる位相差  $\beta$  のサンプリングタイミング毎の値は、速度変化を表わしている。速度変動は本来零であるのが目標であるので、誤差周波数変動増幅部 2 3 で反転増幅し、加算器 4 2 において、誤差電圧演算部 1 3 の出力と  $V/f$  変換部 1 4 の出力に加算し、印加電圧振幅値を出力する。その他の構成は図 7 に示す第 4 実施例と同じである。

#### 【 0 0 3 3 】

第 5 実施例においても、前記の第 4 実施例と同様に、位相差  $\beta$  の変化量を無効分電流  $I_r$  や有効分電流  $I_a$  のサンプリング周期で求めるので、瞬時の位相差変化分であってもほとんど連続量として扱える。瞬時の位相差変化分は、速度変動を表わしており、速度変動による電圧補償もサンプリングの遅れが少なく、サンプリング遅れによりフィードバック制御が不安定になることはない。

次に位相差  $\beta$  指令部 1 8 の出力と位相差  $\beta$  演算部 1 7 の出力とから加算器 4 1 及び誤差電圧演算部 1 3 によって誤差電圧を求める。周波数設定部 6 で設定された周波数の信号を  $V/f$  変換部 1 4 に入力し、モータ 3 に印加すべき基本電圧を  $V/f$  変換部 1 4 により求める。基本電圧に、誤差電圧演算部 1 3 の出力と誤差周波数変動増幅部 2 3 の出力を加算器 4 2 において加算し、最終的にモータに印加すべき電圧の過不足分をこの誤差電圧で補償している。さらに、モータの速度変化に伴う位相差  $\beta$  の変動を、波形生成部 8 で設定された回転位相に加えて位相補償をしている。このようにして得られた印加電圧振幅値と波形生成部 8 で作られる回転位相波形から出力指令演算部 1 5 で 3 相の印加電圧を作成し、インバータ回路 2 に印加してこれを駆動する。

#### 【 0 0 3 4 】

なお、本実施例は位相差  $\beta$  の変化量から周波数変動を求めこれを増幅して、加算器 4 2 に印加したが、位相差  $\alpha$  や位相差  $\delta$  を用いる場合でも誤差周波数変動増

幅部 2 3 のゲインを変更すれば同様の効果が得られる。

本実施例では、フィードバック制御において、フィードバック値を決めるサンプリングデータのサンプリング遅れが、モータの回転周期に対してほとんど無視できる程少ないので、常に高効率で安定にモータを運転することができ、その上モータの速度変動に応じた位相変動と電圧補償を出力指令演算部 1 5 に反映させるので、負荷変動等による速度変動が生じて、より安定したモータ駆動が達成できる。

【 0 0 3 5 】

#### 《第 6 実施例》

図 9 は第 6 実施例のインバータ制御部 5 E を含むモータ制御装置のブロック図である。第 6 実施例においても、前記の第 2 実施例と同様に位相差  $\beta$  演算部 1 7 によって位相差  $\beta$  を求める。位相差  $\beta$  演算部 1 7 の出力は、前回のサンプリングと今回のサンプリングのそれぞれの出力値の差を取る変化量演算部 2 2 に印加される。変化量演算部 2 2 で求められる位相差  $\beta$  のサンプリングタイミング毎の値は、速度変化を表わしている。速度変動は本来零であるのが目標であるので、誤差周波数変動増幅部 2 3 で反転増幅し、加算器 4 2 において、誤差電圧演算部 1 3 と  $V/f$  変換部 1 4 の出力に加算し、印加電圧振幅値を出力する。同時に、変化量演算部 2 2 の出力を周波数設定部 6 とともに位相形成部 7 に印加し、周波数の変動分を補償している。その他の構成は図 5 に示す第 2 実施例と同じである。

【 0 0 3 6 】

第 6 実施例においても、前記の第 2 実施例と同様に、位相差  $\beta$  の変化量は無効分電流  $I_r$  や有効分電流  $I_a$  のサンプリング周期で求めるので瞬時の位相差変化分であって、ほとんど連続量として扱える。瞬時の位相差変化分は、速度変動を表わしており、速度変動による電圧補償もサンプリングの遅れが少なく、サンプリング遅れによりフィードバック制御が不安定になることはない。

位相差  $\beta$  指令部 1 8 と位相差  $\beta$  演算部 1 7 のそれぞれの出力から誤差電圧演算部 1 3 で誤差電圧を求める。周波数設定部 6 で設定された周波数の信号を  $V/f$  変換部 1 4 に入力し、モータ 3 に印加すべき基本電圧を  $V/f$  変換部 1 4 により求める。基本電圧に、誤差電圧演算部 1 3 の出力と誤差周波数変動増幅部 2 3 の



出力を加算器 4 2 において加算し、最終的にモータに印加すべき電圧の過不足分をこの誤差電圧で補償している。さらに、モータの速度変化に伴う位相差  $\beta$  の変化量を位相形成部 7 に印加して、周波数設定値を補償するように構成している。このようにして得られた印加電圧振幅値と波形生成部 8 で作られる回転位相波形から出力指令演算部 1 5 で 3 相の印加電圧を作成し、インバータ回路 2 に印加してこれを駆動する。

なお、本実施例は位相差  $\beta$  の変化量から周波数変動を増幅して、加算器 4 2 に印加したが、位相差  $\alpha$  や位相差  $\delta$  を用いて誤差周波数変動増幅部 2 3 のゲインを変更すれば同様の効果が得られる。

本実施例では、フィードバック制御において、フィードバック値を決めるサンプリングデータのサンプリング遅れが、モータの回転周期に対してほとんど無視できる程少ないので、常に高効率で安定にモータを運転することができる。またモータの速度変動に応じた位相変動と電圧補償を出力指令演算部 1 5 に反映させるので、負荷変動等による速度変動が生じて、より安定したモータ駆動が達成できる。

【 0 0 3 7 】

#### 《第 7 実施例》

図 1 0 は第 7 実施例のインバータ制御部 5 G を含むモータ制御装置のブロック図である。第 7 実施例においては、前記入力電流演算部 1 6 の出力を電流位相変換部 2 4 で位相変動分に変換し、前記波形生成部 8 に印加している。

フィードバック制御において、ほぼ連続量として扱える無効分電流  $I_r$  や有効分電流  $I_a$  のサンプリング周期で求める瞬時の位相差変化分を用いているので制御が安定している。しかし、モータ負荷を含む系の駆動条件によっては、ロータの回転位相変動によるハンチング現象が生じる。ハンチング時には、ロータや負荷に慣性があるため、駆動周波数に比べ低い周波数でモータ電流が変動する。図 1 1 の (a) に、モータ電流の瞬時相電流  $i_u$  に対する、直流量に変換したモータ実効値を表わす入力電流  $I_s$  の関係を示す。このような現象は、モータ入力電流  $I_s$  のベクトルがモータ誘起電圧  $V_o$  のベクトルの位相の前後に変化する場合、すなわち、位相差  $\alpha$  あるいは位相差  $\phi$  の極性が変化する場合に起こり易い。入力

電流  $I_s$  は、無効分電流  $I_r$  や有効分電流  $I_a$  のサンプリング周期で求めており、ほぼ連続量として扱え、位相差  $\alpha$  や位相差  $\phi$  と単調増加の関係がある。従って図 11 の (b) に示す入力電流  $I_s$  の変動分を前記電流位相変換部 24 で位相変動に変換して、位相にフィードバックすることにより、位相の変動を抑制することができる。

## 【0038】

本実施例では、フィードバック制御において、フィードバック値を決めるサンプリングデータのサンプリング遅れが、モータの回転周期に対してほとんど無視できる程少ないので、常に高効率で安定にモータを運転することができる。さらにロータの位相変動によるモータ入力電流を位相変動分に変換し、波形生成部に印加することで、出力指令演算部 15 に反映させるので、負荷変動等による速度変動が生じて、より安定したモータ駆動が達成できる。

なお、本実施例では、入力電流演算部 16 の出力を電流位相変換部 24 で位相変動分に変換したが無効分電流演算部 9 または有効分電流演算部 10 の出力を、電流位相変換部 24 で位相変動分に変換して波形生成部 8 に印加しても同様の効果が得られる。

## 【0039】

## 《第 8 実施例》

図 12 は第 7 実施例のインバータ制御部 5G を含むモータ制御装置のブロック図である。第 8 実施例においては、第 7 実施例と同様に前記入力電流演算部 16 の出力を前記電流位相変換部 24 で位相変動分に変換し、前記波形生成部 8 に印加している。さらに、前記電流位相変換部 24 の出力を位相電圧補償増幅部 25 で増幅して、前記誤差周波数変動増幅部 23 の出力、前記  $V/f$  変換部の出力及び前記誤差電圧演算部 13 の出力に加算している。

このように、前記電流位相変換部 24 で入力電流  $I_s$  の変動を位相変動に変換して位相にフィードバックし、さらに入力電流  $I_s$  の変動を電圧変動に変換して電圧補償をすることで、位相の変動をより安定に抑制することができる。

## 【0040】

本実施例では、フィードバック制御において、フィードバック値を決めるサン

プリングデータのサンプリング遅れが、モータの回転周期に対してほとんど無視できる程少ないので、常に高効率で安定にモータを運転することができる。またロータの位相変動によるモータ入力電流を位相変動分に変換し、波形生成部に印加するとともに電圧変動に変換して電圧補償することで、位相変動が出力指令演算部 15 の出力に反映されるので、負荷変動等による速度変動が生じてもより安定したモータ駆動が達成できる。

なお、本実施例では入力電流演算部 16 の出力を電流位相変換部 24 で位相変動分に変換したが、無効分電流演算部 9 または有効分電流演算部 10 の出力を電流位相変換部 24 で位相変動分に変換して波形生成部 8 に印加し、さらに誤差周波数変動増幅部を通して増幅し加算器 42 に印加しても同様の効果が得られる。

【0041】

#### 《第9実施例》

第9実施例は前記第7及び第8実施例の変形である。第7及び第8の実施例と同様に前記入力電流演算部 16 の出力を前記電流位相変換部 24 で位相変動分に変換し、前記波形生成部 8 に印加している。第7及び第8実施例との差異は、前記電流位相変換部 24 において位相変動分に所定の不感帯を設けて、一定値以上の変動が生じたときのみフィードバック制御をするようにしている点にある。不感帯を設けることにより、ハンチングを示す駆動周波数よりも低い周波数のモータ入力電流の変動が発生したときのみ、入力電流変動を位相変動分に変換して位相補償するので、通常運転では入力電流のわずかな変化の影響は無視できる。

【0042】

本実施例では、フィードバック制御において、フィードバック値を決めるサンプリングデータのサンプリング遅れが、モータの回転周期に対してほとんど無視できる程少ないので、常に高効率で安定にモータを運転することができる。その上ロータの位相変動によるモータ入力電流が一定以上になった場合に入力電流変動を位相変動分に変換し、波形生成部に印加することで、出力指令演算部 15 に反映させるので、負荷変動等による速度変動が生じた場合でも、より安定したモータ駆動が達成できる。

なお、本実施例では、入力電流演算部 16 の出力を電流位相変換部 24 で位相

変動分に変換したが、無効分電流演算部 9 または有効分電流演算部 10 の出力を、電流位相変換部 24 で位相変動分に変換して波形生成部 8 に印加し、さらに誤差周波数変動増幅部を通して増幅し加算器 42 に印加しても同様の効果が得られる。

【0043】

#### 《第 10 実施例》

図 13 は本発明の第 10 実施例のモータ制御装置のブロック図である。図 13 において、インバータ制御部 5H は、無効分電流指令部 28、位相差  $\phi$  指令部 26、無効分電流演算部 9、位相差  $\phi$  演算部 19 を有している。無効分電流指令部 28 の出力と無効分電流演算部 9 の出力は加算器 41A で加算される。位相差  $\phi$  指令部 26 の出力と位相差  $\phi$  演算部 19 の出力は加算器 31B で加算される。2 個の加算器 41A と 31B の出力は帰還切替部 27 に印加され、いずれか 1 方が選択されて出力される。本実施例において、例えば、無効分電流指令部、位相差  $\alpha$  指令部、位相差  $\phi$  指令部、位相差  $\beta$  指令部及び位相差  $\delta$  指令部から選択した少なくとも 2 つの指令部の出力と、選択した指令部に対応する、無効分電流演算部、位相差  $\alpha$  演算部、位相差  $\phi$  演算部、位相差  $\beta$  演算部及び位相差  $\delta$  演算部の少なくとも 2 つのフィードバック量をそれぞれ前記のように加算器 41A と 31B で加算し、加算出力を帰還切替部 27 に印加してよい。これら少なくとも 2 個の加算点 41A と 41B の出力は、帰還切替部 27 でいずれか 1 個を選択して帰還切替部 27 の出力は波形生成部 8 に印加されると同時に、誤差電圧演算部 13 で増幅され、加算器 42 で  $V/f$  変換部の出力に加算されて出力指令演算部 15 に印加される。

帰還切替部 27 の切替制御は周波数設定部 6 の出力で行われる。その他の構成は図 1 の第 1 実施例と同じである。

無効分電流、位相差  $\alpha$ 、位相差  $\phi$ 、位相差  $\beta$ 、位相差  $\delta$  などのフィードバック量は、それぞれ回転周波数や負荷によって異なる特性を有している。図 14 の (a) と (b) は位相差  $\phi$  と効率との関係を示すグラフである。図 14 の (c) と (d) は無効分電流と効率の関係を示すグラフである。図 14 の (a) から (d) は負荷をパラメータとしており、(a) と (c) は低回転周波数時、(b) と

(d) は高回転周波数時を示している。図 1 4 の (a) 及び (b) から、高効率となる位相差  $\phi$  は負荷にはほとんど依存せず、回転周波数に依存する。図 1 4 の (c) 及び (d) から高効率となる無効分電流は、負荷と回転周波数の両方に依存することがわかる。その上、無効分電流は、高回転周波数時には変化量が小さくなるので感度が高くなる。以上のことから、駆動時には、位相差  $\phi$  をフィードバック量とする方が設定し易い利点がある。一方、始動時を見てみると、磁石誘起電圧  $E_o$  が小さいため、位相差  $\phi$  は大きく振れるが、無効分電流の振れ幅は小さい。このため、始動時には無効分電流をフィードバック量に用いて制御するほうが望ましい。反対に、弱め界磁領域での超高回転周波数領域では、負荷の変動に対する位相差  $\phi$  の変化が非常に小さくなるため、フィードバック量として使いにくい、無効分電流は十分変化量としてフィードバックできるので、これを用いると安定した制御が得られる。

#### 【0044】

このように、指令値とそれに対応したフィードバック量からなるフィードバックループを、前記帰還切替部 2 7 で回転周波数に応じて切り替えることで最適な運転条件を実現できる。本実施例では、位相差  $\phi$  と無効分電流のいずれかを選択するように切り替えるようにしたが、位相差  $\phi$  と無効分電流に位相差  $\alpha$ 、位相差  $\beta$ 、位相差  $\delta$  を加えた 5 個のパラメータの中から複数個の組み合わせを選んでも同様の効果を得ることができる。

本実施例では、フィードバック制御において、フィードバック値を決めるサンプリングデータのサンプリング遅れが、モータの回転周期に対してほとんど無視できる程少ないので、常に高効率で安定にモータを運転することができる。さらに、複数のフィードバック変数を選択的に用いることで、各周波数領域において最適なフィードバックループを作れるので、より安定したモータ駆動が達成できる。

#### 【0045】

#### 《第 1 1 実施例》

図 1 5 は本発明の第 1 1 実施例のモータ制御装置のブロック図である。第 1 1 実施例は、第 1 0 実施例と同様にフィードバックループの切替に関する。第

11 実施例では、インバータ制御部 5 I に出力指令演算部 15 の出力が飽和か否かを判別する電圧判定部 29 を有している。前記帰還切替部 27 で行う弱め界磁による超高回転周波数領域でのフィードバックループの切替を、電圧判定部 29 の出力で行うようにしている。その他の構成は、第 10 実施例の図 13 と同じである。

#### 【0046】

弱め界磁領域では、インバータ出力電圧のピーク電圧が電源電圧によって制限されて飽和する。この電圧飽和領域では、図 2 におけるモータ電流ベクトル  $I_s$  の位相  $\beta$  を進めることで誘起電圧ベクトル  $V_o$  の大きさを減少させ、インバータ電圧ベクトル  $V_s$  の大きさを電源電圧以下に抑えることができる。一般的には、電圧飽和領域はモータの基本特性によって決まっているので、電源電圧と電圧飽和が生じる回転周波数との間には特定の関係があり、回転周波数でフィードバックループを切り替えることが可能である。しかし、電源電圧の変動等により電圧飽和に対応する回転周波数が変動するような場合には、切替タイミングが難しくなる。これに対して、インバータの出力電圧を指令する出力指令演算部 15 の出力電圧を、電圧判別部 29 で判定して切り替えるようにすると、電源電圧等の影響を受けることなく正確に切り替えることができる。

本実施例では、各周波数領域において最適なフィードバックループを作るために、複数のフィードバック変数の中から所望のものを選択し切り替える場合でも安定したモータ駆動ができる。

#### 【0047】

#### 《第 12 実施例》

図 16 は本発明の第 12 実施例のモータ制御装置のブロック図である。

第 12 実施例では、直流電源 1 の電圧を検出する直流電圧検出部 30 を有する。またインバータ制御部 5 J に、誤差電圧演算部 13 と  $V/f$  変換部 14 の出力を加算する加算器 42 の出力と、前記直流電圧検出部 30 の出力を比較し、電圧飽和か否かを判別する電圧判定部 29 A を有している。そして帰還切替部 27 を電圧判定部 29 A の出力で切り替えるようにしている。その他の構成は、第 11 実施例と同じである。

誤差電圧演算部 13 と  $V/f$  変換部 14 の加算出力は、出力すべき交流電圧の実効値を示している。実効値に 2 の平方根の値を掛けた値がピーク電圧値になるが、このピーク電圧値が直流電圧検出部 30 から得られる電圧値を超えないように弱め界磁制御をする必要がある。実際に直流電源 1 の電圧を検出して電圧の指令値と比較することで、より正確に切替えることができる。

本実施例では、各周波数領域において最適なフィードバックループを作るために、複数のフィードバック変数を選択し切り替える場合でも、より安定したモータ駆動ができる。

【0048】

#### 《第 13 実施例》

図 17 は本発明の第 13 実施例のモータ制御装置のブロック図である。第 13 の実施例は、弱め界磁の指令方法に関する。

第 13 実施例では、インバータ制御部 5K に誤差飽和電圧増幅部 31 を有する。誤差飽和電圧増幅部 31 は、誤差電圧演算部 13 と  $V/f$  変換部 14 の加算出力と、直流電圧検出部 30 の出力を出力加算器 41C で加算し、加算結果を増幅する。その他の構成は第 12 実施例と同じである。

誤差電圧演算部 13 と前記  $V/f$  変換部 14 の加算出力と、直流電圧検出部 30 の出力との差である誤差電圧を誤差飽和電圧増幅部 31 で増幅する。これにより、出力電圧指令値が検出された直流電圧を超えようとするとき、それに応じてフィードバック指令値、即ち前記無効分電流指令部、前記位相差  $\phi$  指令部、前記位相差  $\alpha$  指令部、前記位相差  $\beta$  指令部、前記位相差  $\delta$  指令部のいずれかの指令値を自動的に補償することができる。この時、帰還切替部 27 によりフィードバック系は切り替えられている。

本実施例では、電圧飽和の場合でも、実際の直流電圧を基準値として、出力電圧指令値の誤差を求め、その誤差を増幅してフィードバック指令値を作成する。従って安定した弱め界磁制御が可能となり、超高速領域でも安定したモータ駆動が達成できる。

【0049】

#### 《第 14 実施例》

第 1 4 実施例は、非突極構造モータの高トルク制御に関する。同期型モータの出力トルク  $T$  の一般式は式 (6) で表わされる。

【0050】

$$T = \{E_o \times I_q + (X_q - X_d) \times I_d \times I_q\} / (2\pi \times f) \cdots (6)$$

【0051】

ここに、 $E_o$  は磁石誘起電圧、 $I_q$  は  $q$  軸電流、 $I_d$  は  $d$  軸電流、 $X_q$  は  $q$  軸リアクタンス、 $X_d$  は  $d$  軸電流である。

非突極構造モータの場合には、磁石誘起電圧  $E_o$  と同相及び直交のそれぞれ、 $q$  軸リアクタンス  $X_q$  及び  $d$  軸リアクタンス  $X_d$  が等しいため、出力トルク  $T$  は、回転周波数を  $f$  とすると式 (7) のようになる。

【0052】

$$\begin{aligned} T &= E_o \times I_q / (2\pi \times f) \\ &= E_o \times I_s \times \cos \beta / (2\pi \times f) \cdots (7) \end{aligned}$$

【0053】

最大トルクは式 (7) より、 $\cos \beta = 1$  の時であるから、 $\beta = 0$  が得られる。

このとき、 $d$  軸電流  $I_d$  は  $I_d = 0$  となる。従って、高トルク制御する場合には、位相差  $\beta$  指令値をゼロに設定すればよい。

本実施例では、位相差  $\beta$  の指令値をゼロに設定することで常に高トルク制御が可能となり、高トルクを必要とする負荷でも安定したモータ駆動ができる。

【0054】

#### 《第 1 5 実施例》

第 1 5 実施例も、非突極構造モータの高トルク制御に関する。図 2 で明らかなように、位相差  $\delta$  は位相差  $\beta$  と位相差  $\phi$  から求められる。即ち、それぞれの指令値をアスタリスクをつけて表わすと式 (8) に示すようになる。

【0055】

$$\delta * = \phi * - \beta * \cdots (8)$$

【0056】

位相差  $\beta$  の指令値  $\beta * = 0$  を設定する場合には、式 (8) より  $\delta * = \phi *$



となるから、フィードバック量を  $\delta$  として、対応する指令値を位相差  $\phi$  とすれば良い。その結果第 1 2 実施例と同様の効果が得られる。

本実施例では、位相差  $\phi$  を指令値とし、フィードバック量を前記位相差  $\delta$  演算部の出力とすることで、常に高トルク制御が可能となり、高トルクを必要とする負荷でも安定したモータ駆動ができる。

【 0 0 5 7 】

#### 《第 1 6 実施例》

第 1 6 実施例は、非突極型となるロータ表面に磁石を貼り付けて表面磁石型のブラシレスモータの構造としたモータに関する。非突極型ロータの場合には、 $q$  軸リアクタンス  $X_q$  と  $d$  軸リアクタンス  $X_d$  が等くなるので、 $d$  軸電流  $I_d$  をゼロになるように制御すれば、出力トルク  $T$  を最大にして駆動できる。

本実施例では、表面磁石型ブラシレスモータとすることで、 $I_d = 0$  となるように指令値とフィードバック変数を組み合わせる。これにより常に高トルク制御が可能となり、高トルクを必要とする負荷でも安定したモータ駆動ができる。

【 0 0 5 8 】

#### 《第 1 7 実施例》

第 1 7 実施例は、突極構造のモータの高トルク制御に関する。突極構造のモータは  $q$  軸リアクタンス  $X_q$  と  $d$  軸リアクタンス  $X_d$  の差によるリアクタンストルクを利用して高トルクを得る。突極構造のモータで、同期型モータの出力トルク  $T$  を表わす一般式は式 (6) を使って式 (9) のように変形できる。

【 0 0 5 9 】

$$T = \{ E_o \times \cos \beta + (X_q - X_d) \times I_s \times \sin \beta \times \cos \beta \} I_s / (2\pi \times f) \quad \dots (9)$$

【 0 0 6 0 】

式 (9) を位相差  $\beta$  で微分して、出力トルク  $T$  が最大値をとる位相差  $\beta$  を位相差  $\beta_o$  とすると、式 (10) が得られる。

【 0 0 6 1 】

【数 1】

$$\sin \beta_0 = \left[ -E_0 + \sqrt{\{E_0^2 + 8 \times (X_q - X_d)^2 \times I_s^2\}} \right] / \{4 \times (X_q - X_d) \times I_s \times (2\pi \times f)\} \quad \cdots (10)$$

【0062】

即ち、位相差 $\beta$ の指令値を、式(10)で得られる $\beta_0$ に設定すれば、常に最大トルクでモータを駆動することができる。このとき、d軸電流 $I_d$ は式(11)に示す値になるように制御される。

【0063】

$$I_d = I_s \times \sin \beta_0 \quad \cdots (11)$$

【0064】

本実施例では、位相差 $\beta$ の指令値を最大トルクが得られる一定値に設定することで常に高トルク制御が可能となり、高いトルクを必要とする負荷においても安定したモータ駆動ができる。

【0065】

#### 《第18実施例》

第18実施例は、突極型となるロータに磁石を埋め込んで埋め込み磁石型のブラシレスモータの構造としたモータに関する。突極型の場合には、q軸リアクタンス $X_q$ とd軸リアクタンス $X_d$ の差で生じるリラクタンストルクを利用して高トルクを得る。d軸電流 $I_d$ を式(11)のようにモータ定数で決まる一定値になるように制御すれば、出力トルク $T$ を最大にして駆動できる。

本実施例では、埋め込み磁石型ブラシレスモータとすることで、常に高トルク制御が可能となり、高いトルクを必要とする負荷でも安定したモータ駆動ができる。

【0066】

#### 《第19実施例》

第19実施例は、位相差 $\beta$ 演算部の演算方法に関するものである。無効電力 $P_r$ は式(12)で表される。

【0067】

$$P_r = -E_o \times I_d - (X_q - X_d) \times I_d^2 + X_q \times I_s^2 \quad \dots (12)$$

【0068】

式(12)を $I_d$ について解くと、式(13)に示すようになる。

【0069】

【数2】

$$I_d = \frac{[-E_o + \sqrt{\{E_o^2 + 4 \times (X_q - X_d) \times (P_r - X_q \times I_s^2)\}}]}{2 \times (X_q - X_d)} \quad \dots (13)$$

【0070】

一方、無効電力 $P_r$ は式(14)によっても求められる。

【0071】

$$P_r = V_s \times I_s \times \sin \phi = V_s \times I_r \quad \dots (14)$$

【0072】

モータ電流 $I_s$ は入力電流演算部の出力であるので、モータ定数がわかれば、式(13)から $d$ 軸電流 $I_d$ を容易に求めることができる。磁石誘起電圧 $E_o$ は磁石による誘起電圧定数をあらかじめ測定しておけば、設定した回転周波数から $E_o$ の大きさを演算できる。リアクタンス $X_d$ 、 $X_q$ もあらかじめインダクタンス $L_d$ 、 $L_q$ を測定しておき、設定した回転周波数を掛ければ求められる。

以上から、 $d$ 軸電流 $I_d$ が求められる。 $d$ 軸電流 $I_d$ とモータ電流 $I_s$ には式(15)に示す関係があるので、式(15)から $\beta$ を求めることができる。

【0073】

$$I_d = I_s \times \sin \beta \quad \dots (15)$$

【0074】

本実施例では、位相差 $\beta$ を式(13)～式(15)に基づき演算で求めるので、制御におけるフィードバック値のサンプリングデータの遅れがモータの回転周波数に対してほとんど無視でき、常に高い効率で安定にモータを運転することが

できる。

#### 【0075】

##### 《第20実施例》

第20実施例は、前記誤差電圧演算部13（図1、5、6、7、8、9、10、12、13、15、16、17）、前記誤差周波数変動増幅部23（図8、9、10、12）、電流位相変換部24（図10、12）、波形生成部8（図1、5、6、7、8、9、10、12、13、15、16、17）において実行する演算に関するものである。

フィードバック変数である位相差 $\alpha$ 、位相差 $\beta$ 、位相差 $\delta$ 、位相差 $\phi$ および無効分電流を選択した場合、負荷や速度に対してフィードバック量となる電圧補償分や位相補償分は、駆動する回転周波数領域において線形性はない。このため、より安定した駆動を行うには、負荷や回転周波数の状態によってフィードバックゲインを変化させる必要がある。第20実施例では、前記入力電流演算部16や周波数設定部6の出力に応じて、誤差電圧演算部13及び誤差周波数変動増幅部23の増幅ゲイン、電流位相変換部24の変換ゲイン及び波形生成部8における帰還切替部27の出力印加値を加算する加算ゲインを可変にしている。

本実施例では、負荷や回転周波数の状態によってフィードバックゲインを変化させるように構成しているため、常に高い効率で安定にモータを運転することができる。

#### 【0076】

##### 《第21実施例》

第21実施例は、本モータ制御装置を組み込んだ機器に関するものである。冷蔵庫やエアコンなどのコンプレッサ駆動モータの場合には、モータのロータ周辺は高温の冷媒が流れるのでホール素子のような位置センサを使用できない。また、効率面から同期型モータであるブラシレスモータが広く利用されている。コンプレッサを運転する場合には、高効率であることの他に音や振動を抑制する必要がある。そのため位置センサレスモータを正弦波で駆動する必要がある。コンプレッサの駆動は比較的長時間にわたって負荷が変化するので、前記周波数設定部6はその出力を漸次上げるソフトスタート、あるいは漸次下げるソフトダウン機

能を有している。さらに、エアコンでは除霜や急速暖房の場合には負荷は小さいが、高速運転が要求される。これに対しては、弱め界磁制御で対応できる。

本実施例の各モータ制御装置で、エアコンや冷蔵庫に搭載されるコンプレッサモータを駆動することで、位置センサレスで正弦波運転が可能となり、高効率で低騒音低振動の回転が得られる。

【 0 0 7 7 】

## 《第 2 2 実施例》

第 2 2 実施例は、第 2 1 実施例と同様に本モータ制御装置を組み込んだ機器に関するものである。ファンやポンプの用途では一般に負荷の慣性が大きく、一定回転周波数の下では負荷変動が小さい。また、制御装置とファン・ポンプ本体との距離が遠い場合が多いことから、電力線と位置センサの信号線を長く並走させることを避けるためにも、位置センサレス駆動が要望されていた。また高効率の他に低騒音や低振動が要求されるので、位置センサーレスで正弦波駆動する必要がある。ファンやポンプもエアコンや冷蔵庫と同様比較的緩やかに加減速するので、負荷変動が小さいという特徴があり、前記周波数設定部 6 の出力は漸次上げるソフトスタート、あるいは漸次下げるソフトダウン機能を有している。

本実施例のモータ制御装置でファンやポンプ用モータを駆動することで、位置センサレス正弦波運転が可能となり、高効率で低騒音、低振動の回転が達成できる。

【 0 0 7 8 】

## 【発明の効果】

以上の各実施例で詳細に説明したように本発明によれば、次のような効果を得ることができる。

請求項 1 記載のモータ制御装置は、モータ電流と回転位相から、モータの瞬時の無効分電流、有効分電流及びモータ印加電圧を検出して瞬時の位相差  $\alpha$  を算出する。瞬時の位相差  $\alpha$  とその指令値との誤差からモータ印加電圧を補償して制御するので、安定かつ高効率でモータを駆動できるとともに位相差  $\alpha$  の指令値として設定が容易である。

請求項 2 記載のモータ制御装置は、モータ電流と回転位相から、無効分電流と

有効分電流を検出し、無効電力と有効電力を検出して瞬時の位相差 $\beta$ を算出する。その瞬時の位相差 $\beta$ とその指令値との誤差からモータ印加電圧を補償制御するようにしたので、安定かつ高効率でモータを駆動できるとともに位相差 $\beta$ の指令値として設定が容易である。

## 【 0 0 7 9 】

請求項 3 記載のモータ制御装置は、モータ電流と回転位相から、無効分電流、有効分電流、無効電力及び有効電力を検出して、瞬時の位相差 $\phi$ 及び位相差 $\beta$ を算出してのち位相差 $\phi$ と位相差 $\beta$ から位相差 $\delta$ を算出する。位相差 $\delta$ とその指令値との誤差からモータ印加電圧と位相を補償して制御するようにしたので、安定かつ高効率でモータを駆動できるとともに位相差 $\delta$ の指令値として設定が容易である。

請求項 4、5、6 記載のモータ制御装置は、瞬時の位相差 $\alpha$ または位相差 $\beta$ または位相差 $\delta$ の演算結果とそれら指令値との誤差である位相差誤差分を波形生成部に印加して位相補償を行う。さらに、瞬時の位相差 $\alpha$ または位相差 $\beta$ または位相差 $\delta$ の変化分から回転周波数変動分を演算して電圧補償する。また、回転周波数の変動分を周波数設定部の出力である設定周波数に加えて位相補償をする。このため、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

請求項 7、8、9 記載のモータ制御装置は、モータ電流の実効値変動分を位相変換し、位相補償するようにした。さらに、モータ電流の実効値変動分を位相変換し、位相補償するようにしたのみならず、モータ電流の実効値変動分を電圧変換し、電圧補償もするようにした。また、位相変換時に不感帯を設けたので、通常の安定時には動作せず、ハンチングのような異常時のみに動作させることができるので、常に安定かつ高効率でモータを駆動できる。

## 【 0 0 8 0 】

請求項 10、11、12、13 記載のモータ制御装置は、位相差 $\phi$ 、無効分電流、位相差 $\alpha$ 、位相差 $\beta$ 、位相差 $\delta$ のいずれかの指令値と、その指令値に対応した演算結果であるフィードバック変数の組み合わせを、設定周波数に応じて切り替えるようにした。また、出力指令部の出力電圧を判定し、設定周波数だけでなく出力電圧が飽和の場合にも指令値と指令値に対応するフィードバック変数を設

定周波数に応じて切り替えるようにした。さらに、直流電圧を検出し出力電圧の指令値と比較することで電圧飽和の判定をするようにした。このことから、運転モードや電源電圧状態に対応した最適なフィードバック制御ができるので、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

さらに、直流電圧を検出し、検出値と出力電圧の指令値との誤差を増幅して、弱め界磁でのフィードバック指令値とするようにした。このため、電圧飽和に自動的に対応できるので超高速回転領域においても安定してモータを駆動できる。

#### 【 0 0 8 1 】

請求項 1 4、1 5、1 6 記載のモータ制御装置は、非突極型同期モータの場合、磁石誘起電圧とモータ電流の位相差  $\beta$  をゼロに設定することで、モータが最大トルクを得ることができる。また、磁石誘起電圧とモータ印加電圧の位相差  $\delta$  は  $\beta = 0$  の時  $\delta = \phi$  の関係から、位相差  $\phi$  を指令値、 $\delta$  をフィードバック変数としても最大トルクを発生できるので、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

さらに、非突極型同期モータとして、効率の良い表面磁石型構造のブラシレスモータを用いることで、安定かつ高効率で駆動できる。

#### 【 0 0 8 2 】

請求項 1 7、1 8 記載のモータ制御装置は、突極型同期モータの場合、磁石誘起電圧とモータ電流の位相差  $\beta$  を、モータ定数とモータ電流実効値から演算によって求められる一定値に設定することで、最大トルクを発生できるので、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

さらに、突極型同期モータとして、効率の良い埋め込み磁石型構造のブラシレスモータを用いることで、安定かつ高効率で駆動できる。

請求項 1 9 記載のモータ制御装置は、フィードバック変数としての位相差  $\beta$  を、無効分電力とモータ定数とモータ電流実効値から演算によって求めるようにしたので、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

#### 【 0 0 8 3 】

請求項 2 0 記載のモータ制御装置は、誤差電圧演算部及び誤差周波数変動増幅部の増幅ゲインと、電流位相変換部の変換ゲインと、波形生成部における帰還切替部の出力印加値を加算する加算ゲインを、設定周波数やモータ電流値に応じて

可変できるように構成しているので、常に安定かつ高効率でモータを駆動できる。

請求項 2 1、2 2 記載のモータ制御装置は、冷蔵庫やエアコンなどのコンプレッサ駆動モータを、高効率で低騒音・低振動駆動できるセンサレス正弦波制御が可能であり、弱め界磁による高速駆動も満たすなど、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

さらに、ファンやポンプ駆動モータも、高効率で低騒音・低振動駆動できるセンサレス正弦波制御が可能であり、設定周波数をソフトスタート・ソフトダウンすることで、安定かつ高効率でモータを駆動できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 実施例におけるモータ制御装置のブロック図

【図 2】

第 1 実施例の動作の説明に用いるモータの電圧・電流ベクトル図

【図 3】

第 1 実施例の動作の説明に用いるモータの等価回路図

【図 4】

(a) は第 1 実施例における、位相形成部の設定周波数による周期  $T$  と、回転位相  $\theta$  の関係を示すグラフ

(b) は位相差  $\alpha$  と周期  $T$  との関係を示すグラフ

【図 5】

本発明の第 2 実施例におけるモータ制御装置のブロック図

【図 6】

本発明の第 3 実施例におけるモータ制御装置のブロック図

【図 7】

本発明の第 4 実施例におけるモータの制御装置のブロック図

【図 8】

本発明の第 5 実施例におけるモータの制御装置のブロック図

【図 9】



本発明の第 6 実施例におけるモータの制御装置のブロック図

【図 1 0】

本発明の第 7 実施例におけるモータの制御装置のブロック図

【図 1 1】

(a) は第 7 実施例における、入力電流（モータ電流実効値） $I_s$  とモータ電流瞬時波形  $i_u$  の関係を示すグラフ

(b) は入力電流  $I_s$  の変動分を示すグラフ

【図 1 2】

本発明の第 8 実施例におけるモータ制御装置のブロック図

【図 1 3】

本発明の第 1 0 実施例におけるモータの制御装置のブロック図

【図 1 4】

(a) 及び (b) は第 1 0 実施例における、低回転周波数時と高回転周波数時の位相差  $\phi$  に対する効率のグラフ。

(c) 及び (d) は低回転周波数時と高回転周波数時の無効分電流に対する効率のグラフ。

【図 1 5】

本発明の第 1 1 実施例におけるモータの制御装置のブロック図

【図 1 6】

本発明の第 1 2 実施例におけるモータの制御装置のブロック図

【図 1 7】

本発明の第 1 3 実施例におけるモータの制御装置のブロック図

【図 1 8】

従来のモータ制御装置のブロック図

【図 1 9】

(a) は図 1 8 のモータ制御装置の位相形成部の設定周波数による周期  $T$  と、回転位相  $\theta$  との関係を示すグラフ、

(b) は周期  $T$  と、モータ電流  $I_s$  及びモータ電圧  $V_s$  の関係を示すグラフ

(c) は周期  $T$  と、位相差  $\phi$  の関係を示すグラフ

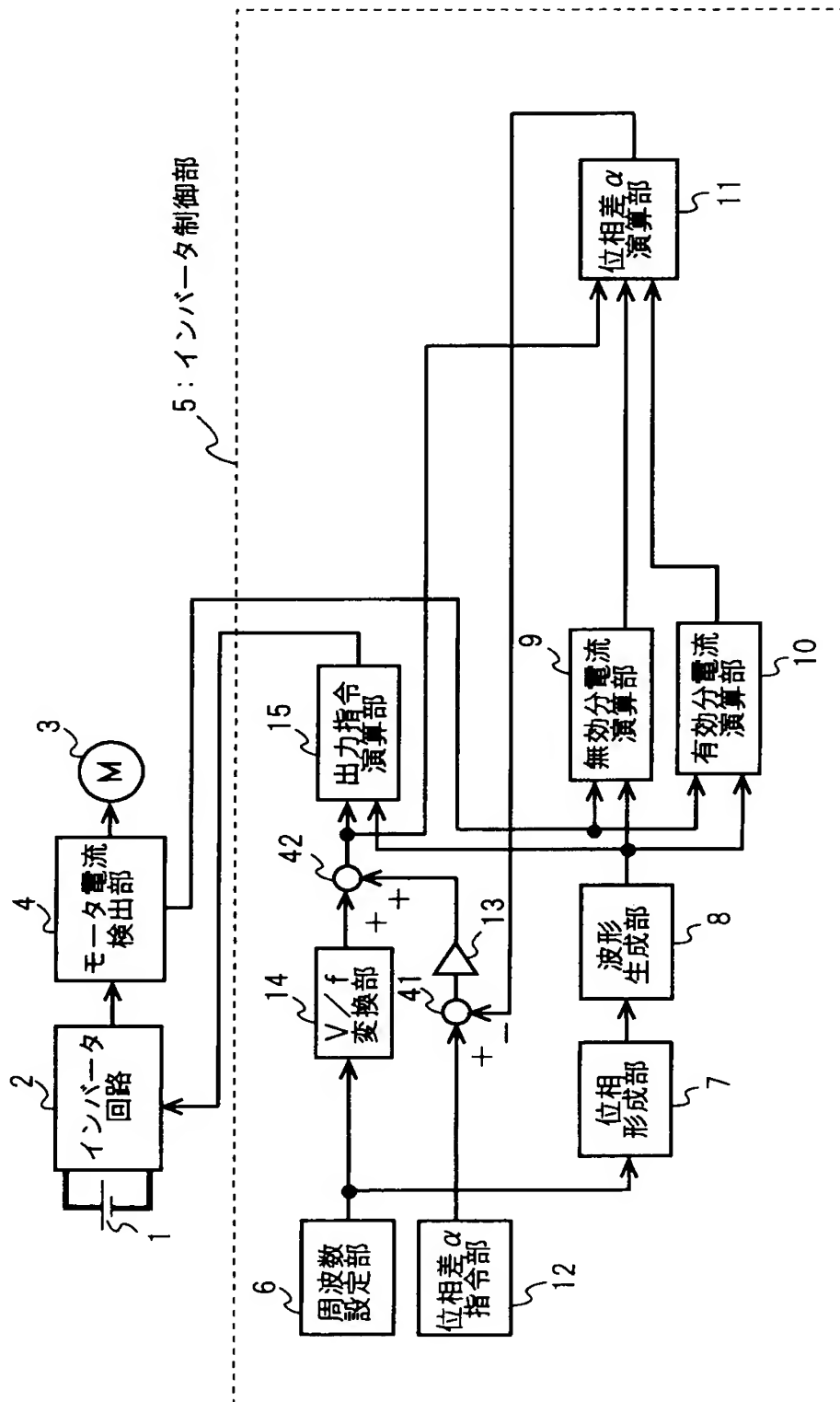
【符号の説明】

- 1 直流電源
- 2 インバータ回路
- 3 モータ
- 4 モータ電流検出部
- 5、5 A、5 B、5 C、5 D、5 E、5 F、5 G、5 H、5 I、5 J、  
5 K、5 L インバータ制御部
- 6 周波数設定部
- 7 位相形成部
- 8 波形生成部
- 9 無効分電流演算部
- 1 0 有効分電流演算部
- 1 1 位相差  $\alpha$  演算部
- 1 2 位相差  $\alpha$  指令部
- 1 3 誤差電圧演算部
- 1 4  $V/f$  変換部
- 1 5 出力指令演算部
- 1 6 入力電流演算部
- 1 7 位相差  $\beta$  演算部
- 1 8 位相差  $\beta$  指令部
- 1 9 位相差  $\phi$  演算部
- 2 0 位相差  $\delta$  演算部
- 2 1 位相差  $\delta$  指令部
- 2 2 変化量演算部
- 2 3 誤差周波数変動増幅部
- 2 4 電流位相変換部
- 2 5 位相電圧補償増幅部
- 2 6 位相差  $\phi$  指令部
- 2 7 帰還切替部

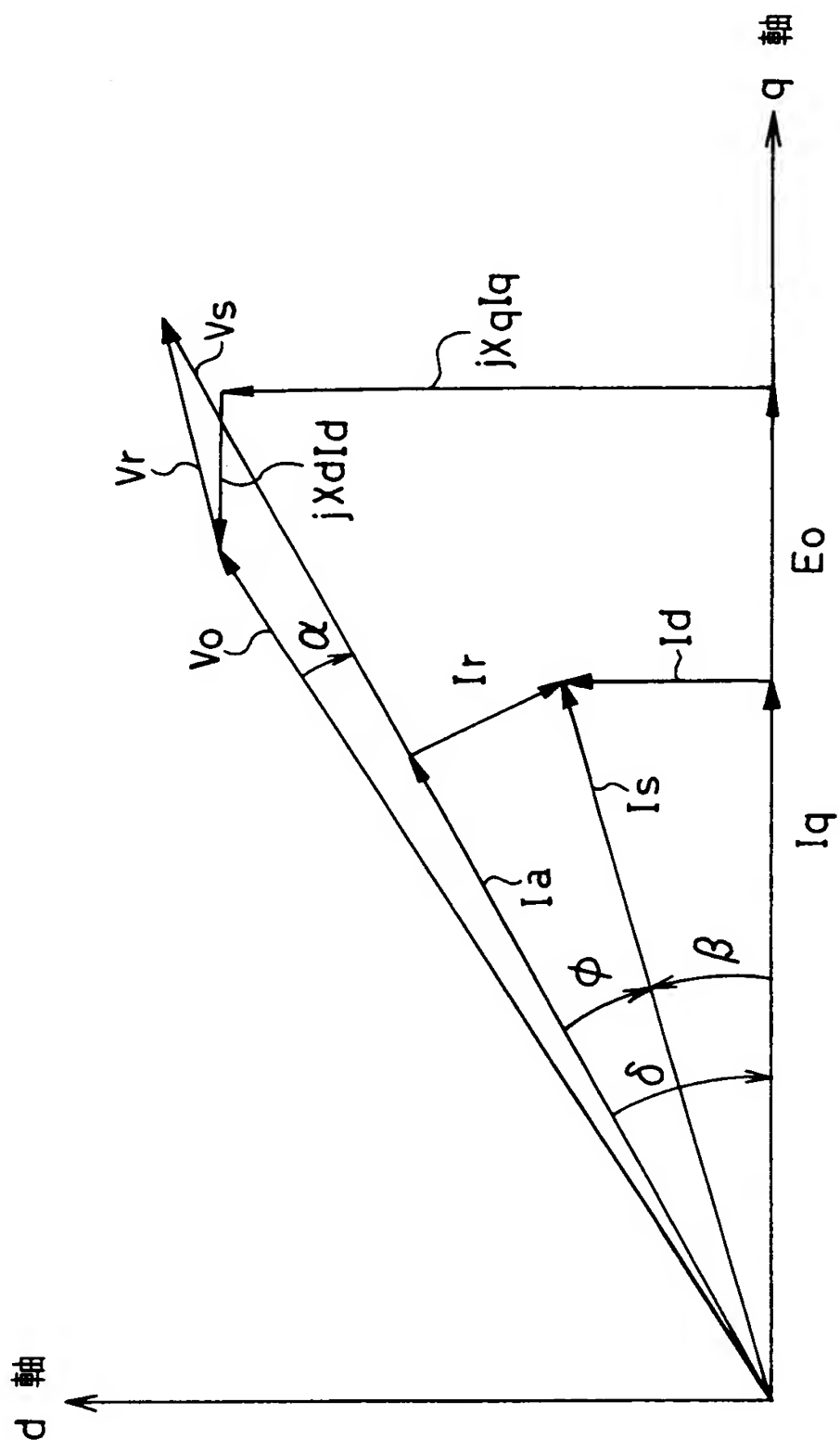
- 2 8 無効分電流指令部
- 2 9、2 9 A 電圧判定部
- 3 0 直流電圧検出部
- 3 1 誤差飽和電圧増幅部
- 3 2 電流ゼロクロス検出部
- 4 1、4 1 A、4 1 B、4 2 加算器

【書類名】 図面

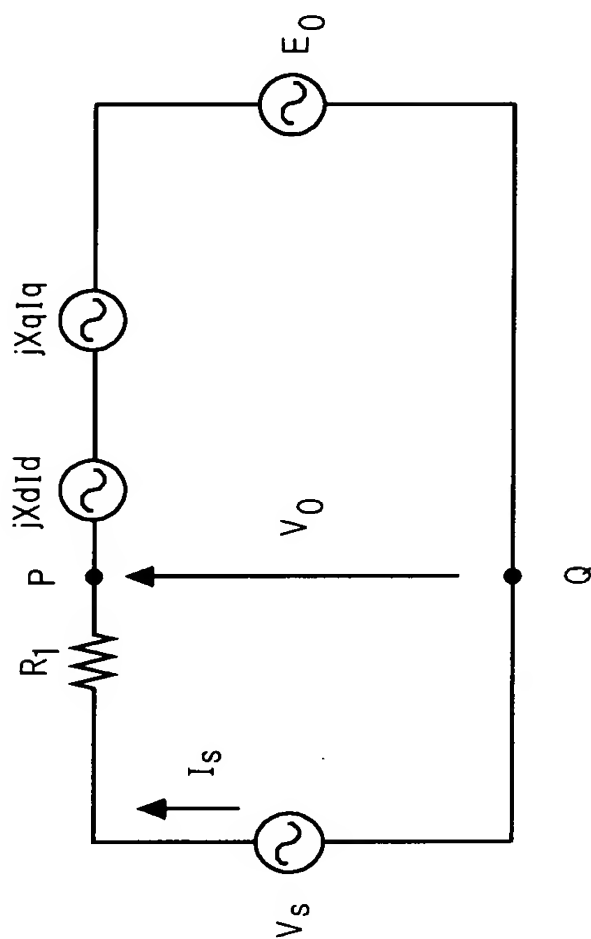
【図1】



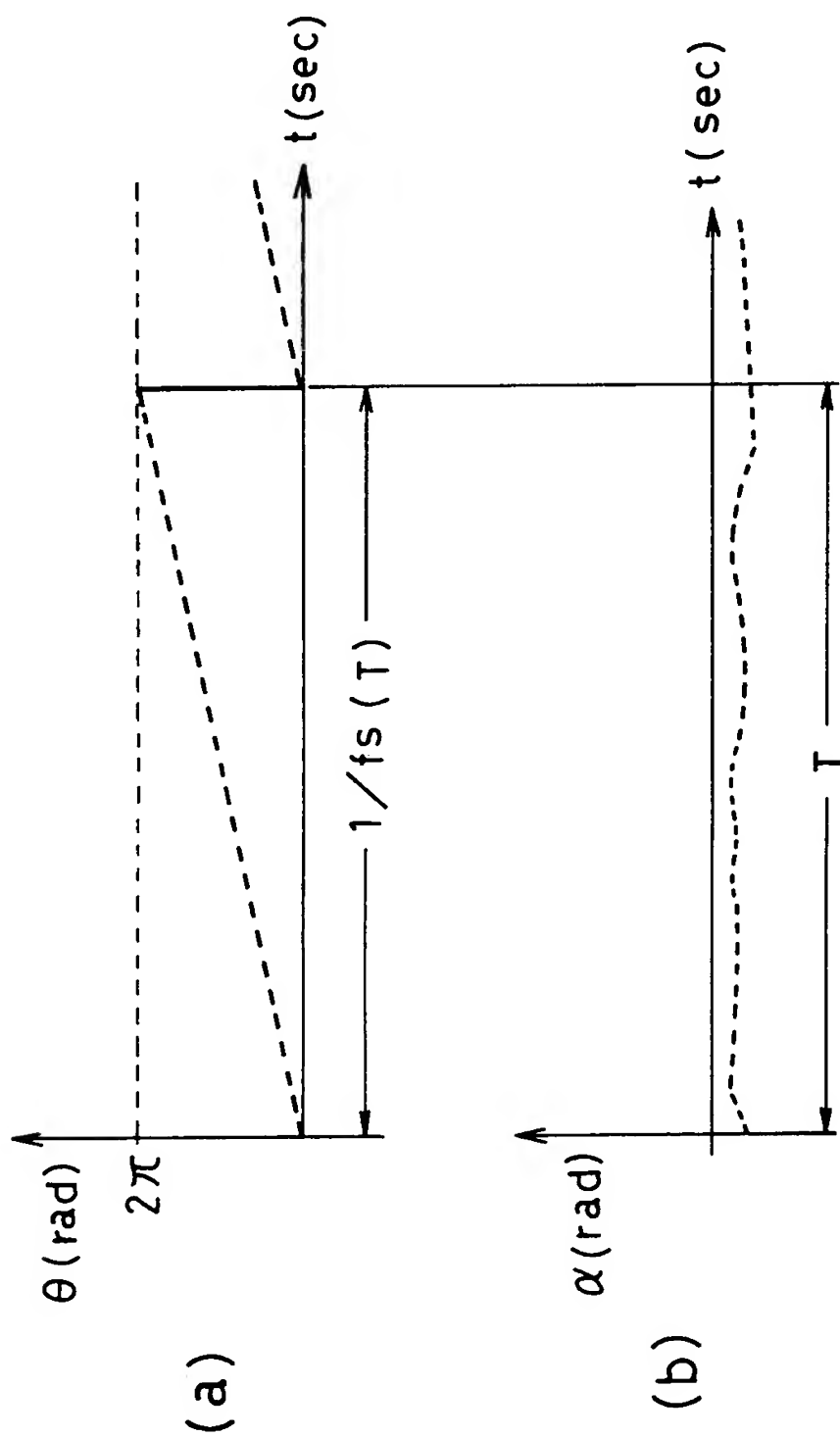
【図2】



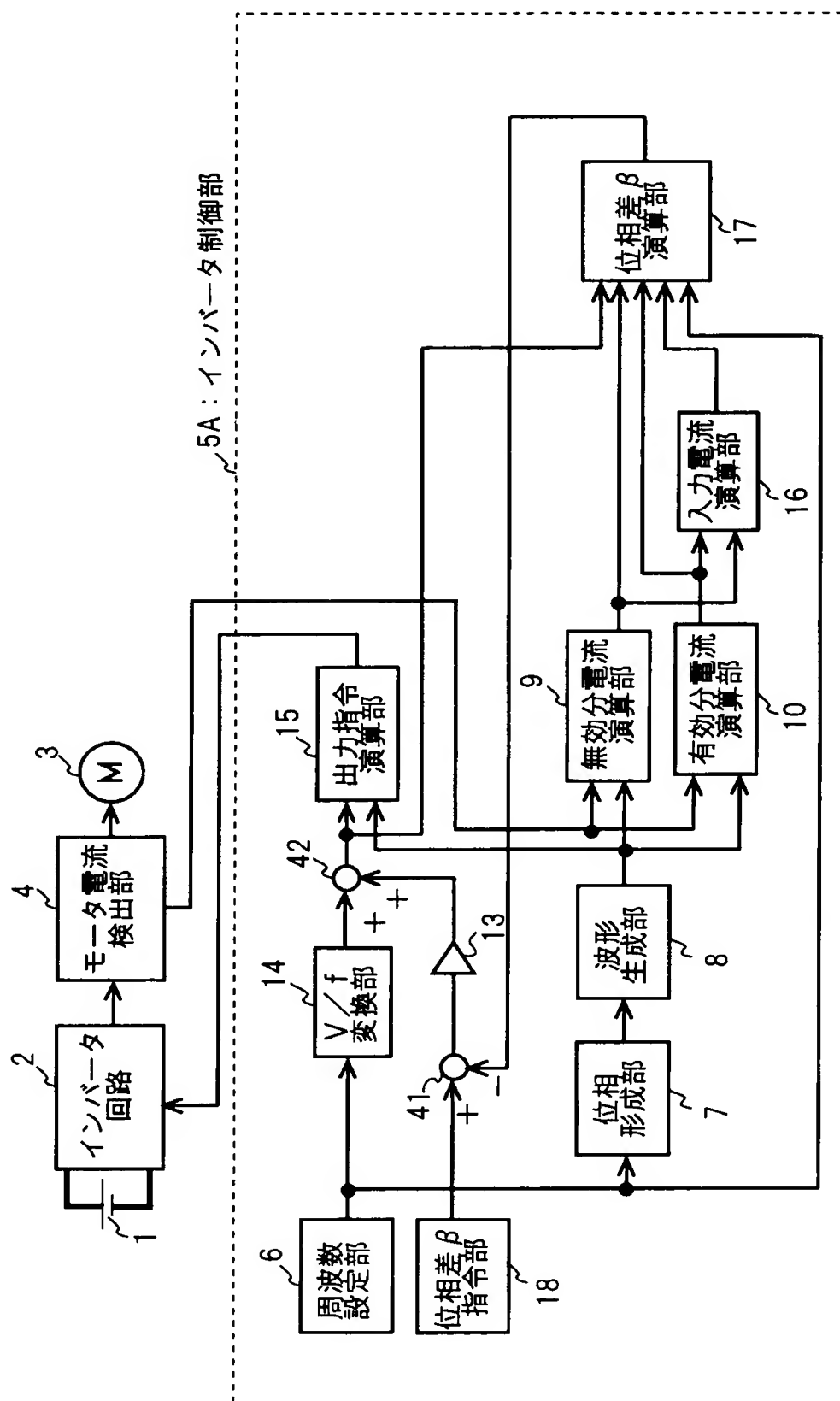
【図3】



【図4】

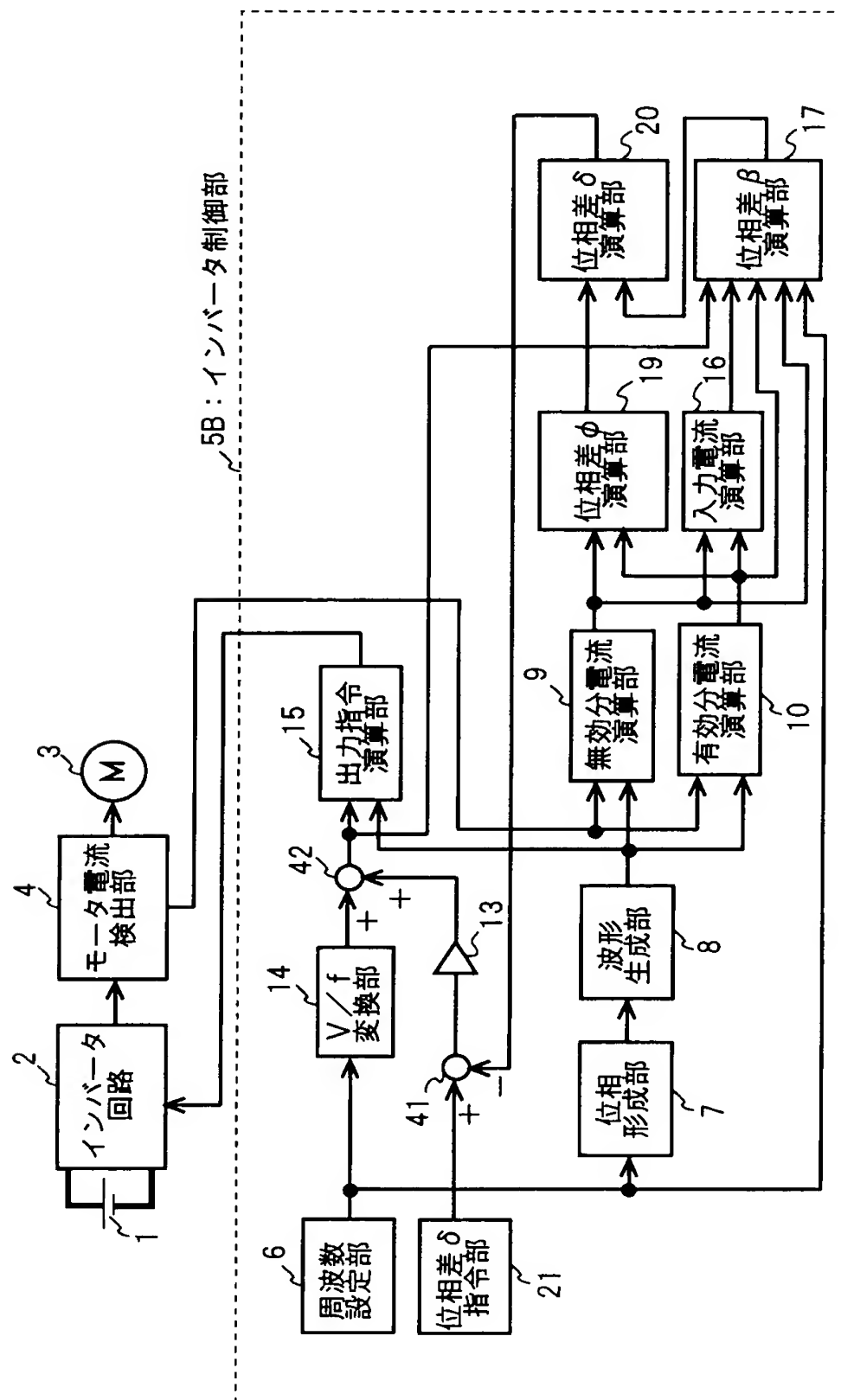


【図5】

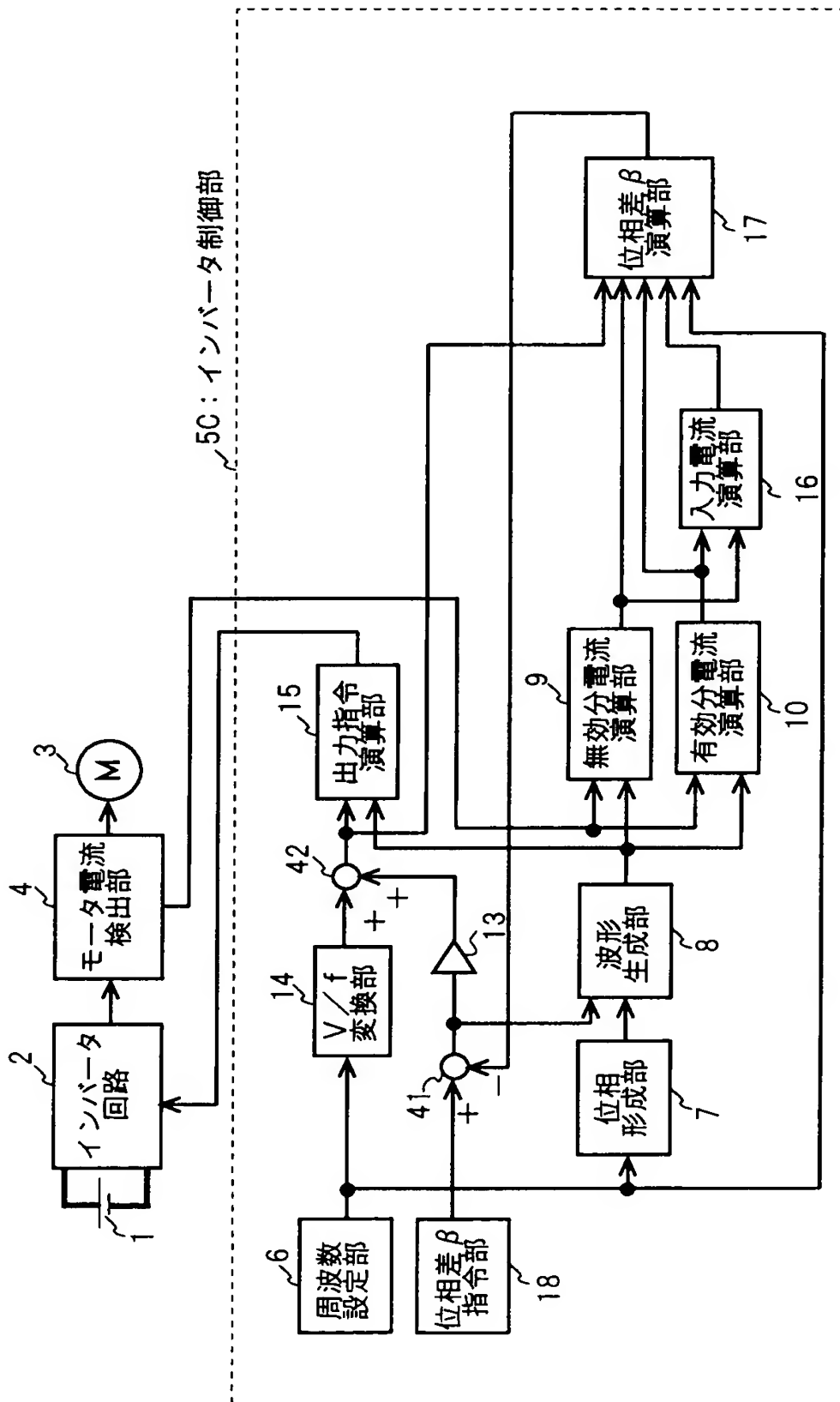




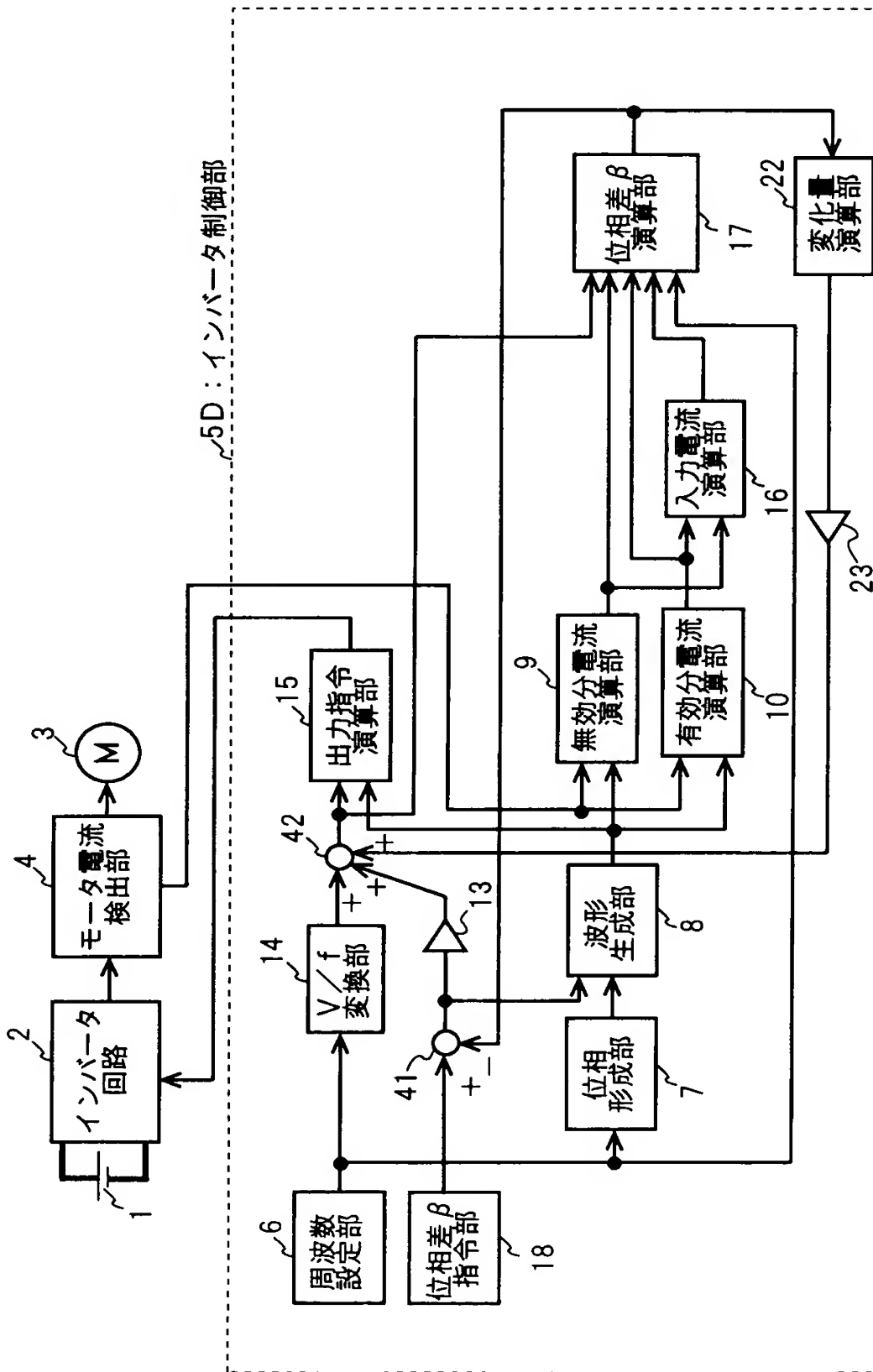
【図6】



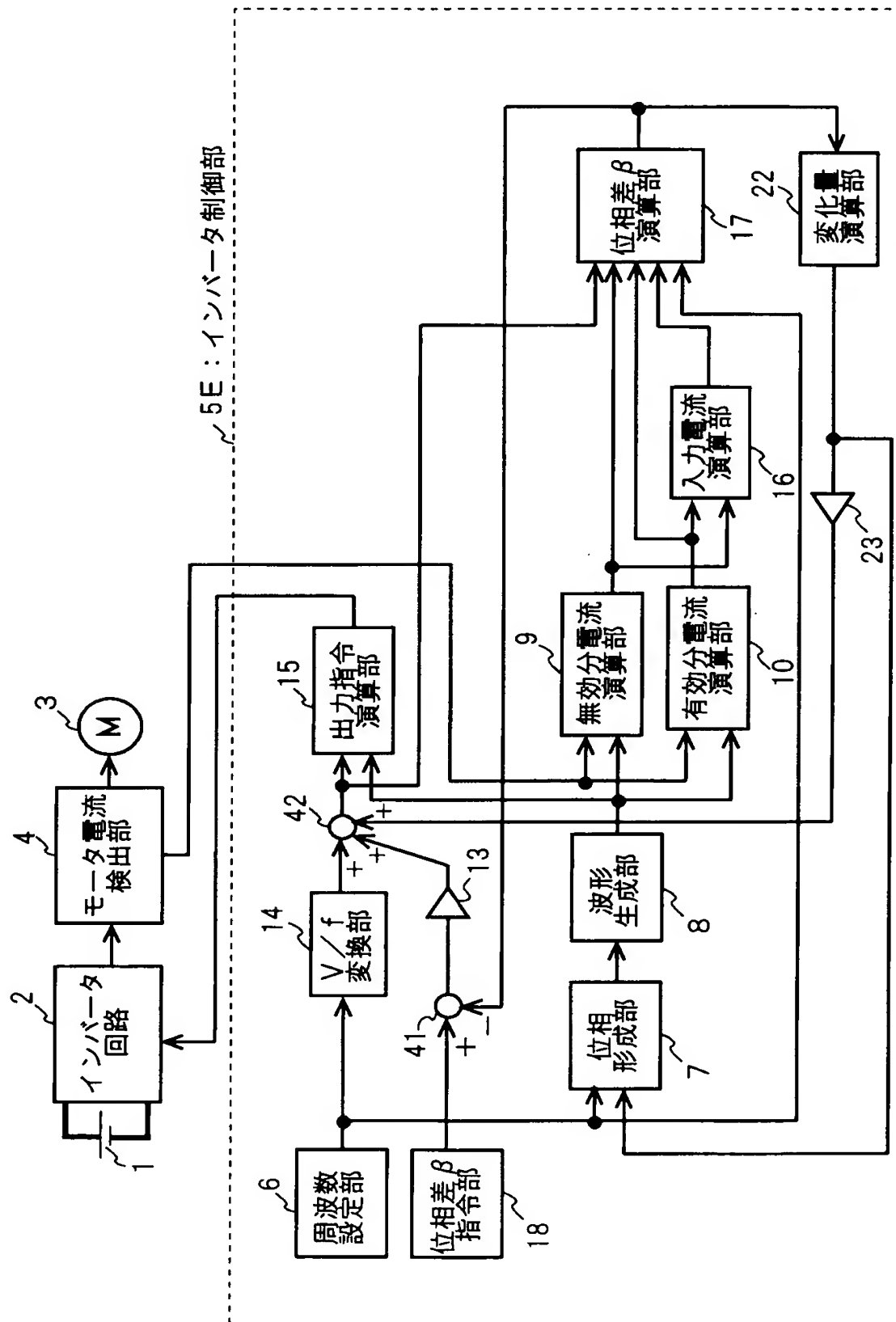
【図7】



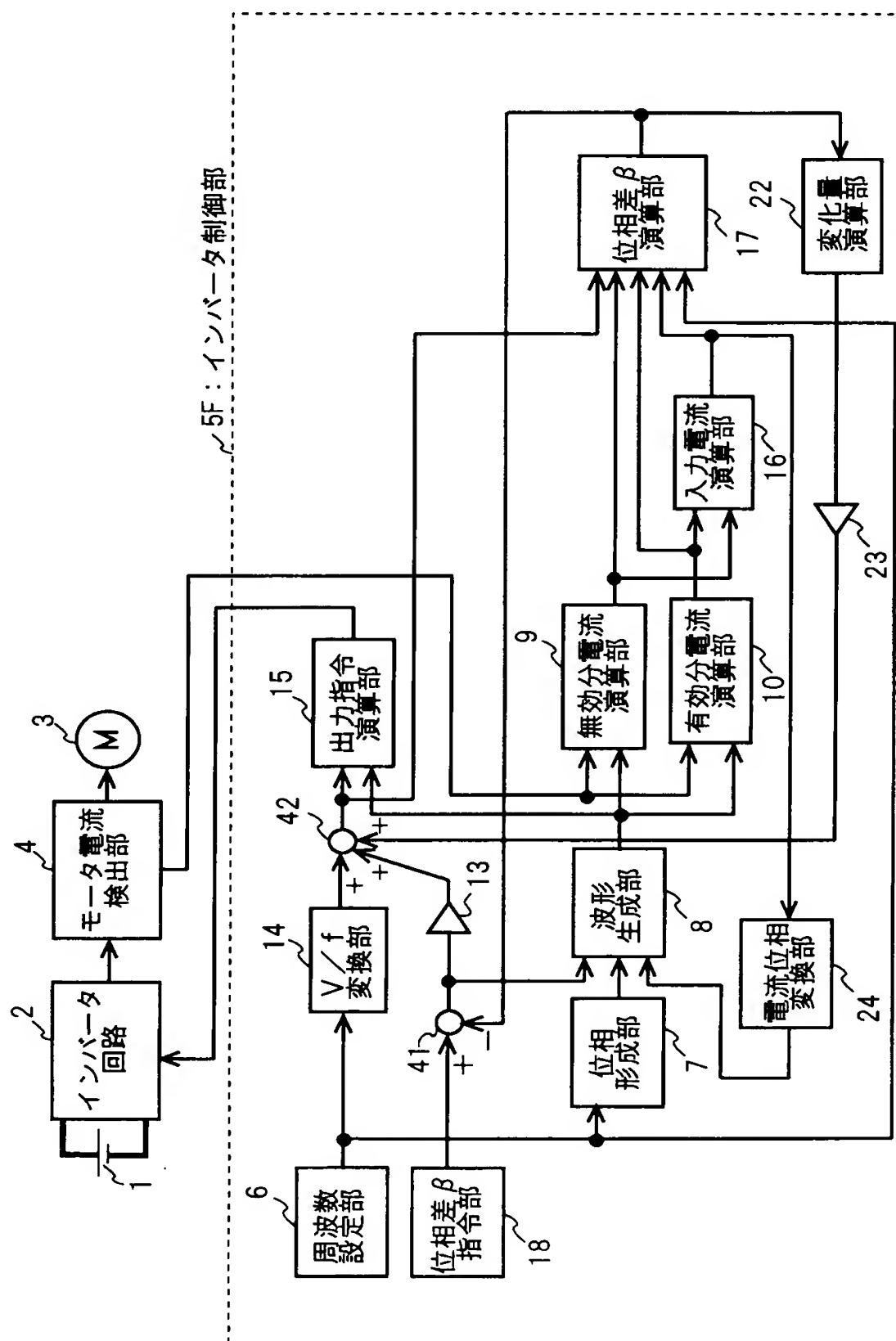
【図8】



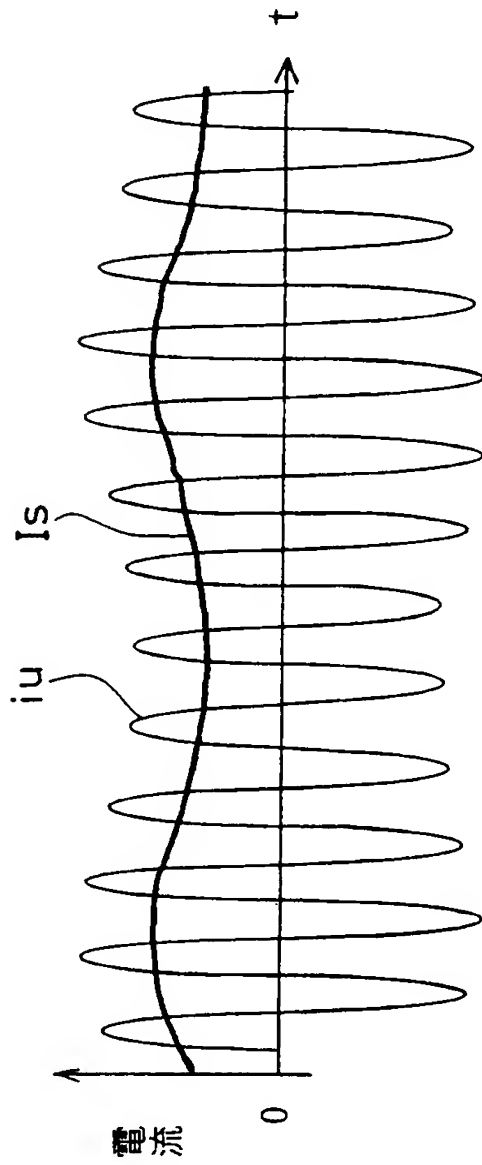
【図9】



【図10】



【図11】

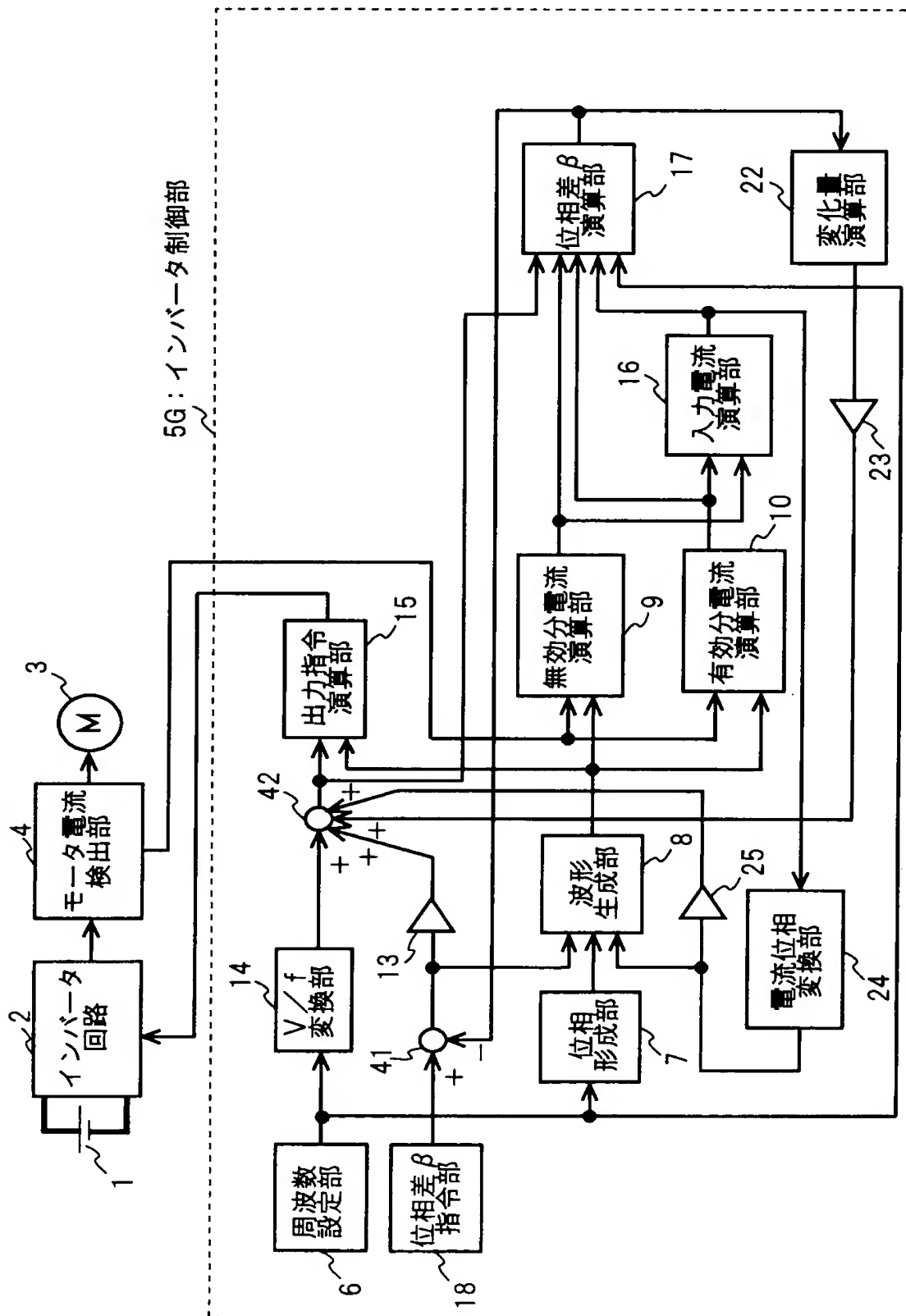


(a)

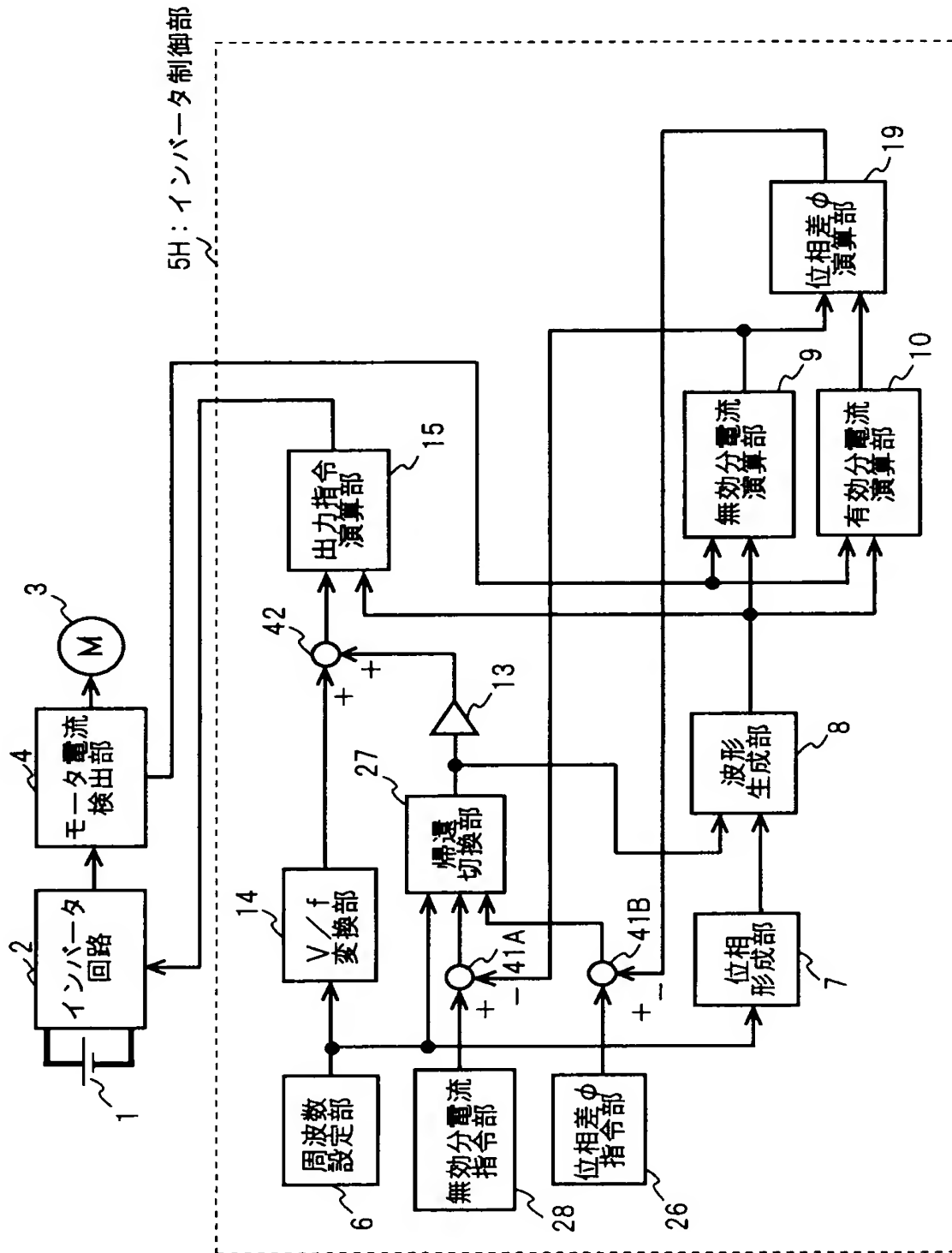


(b)

【図12】

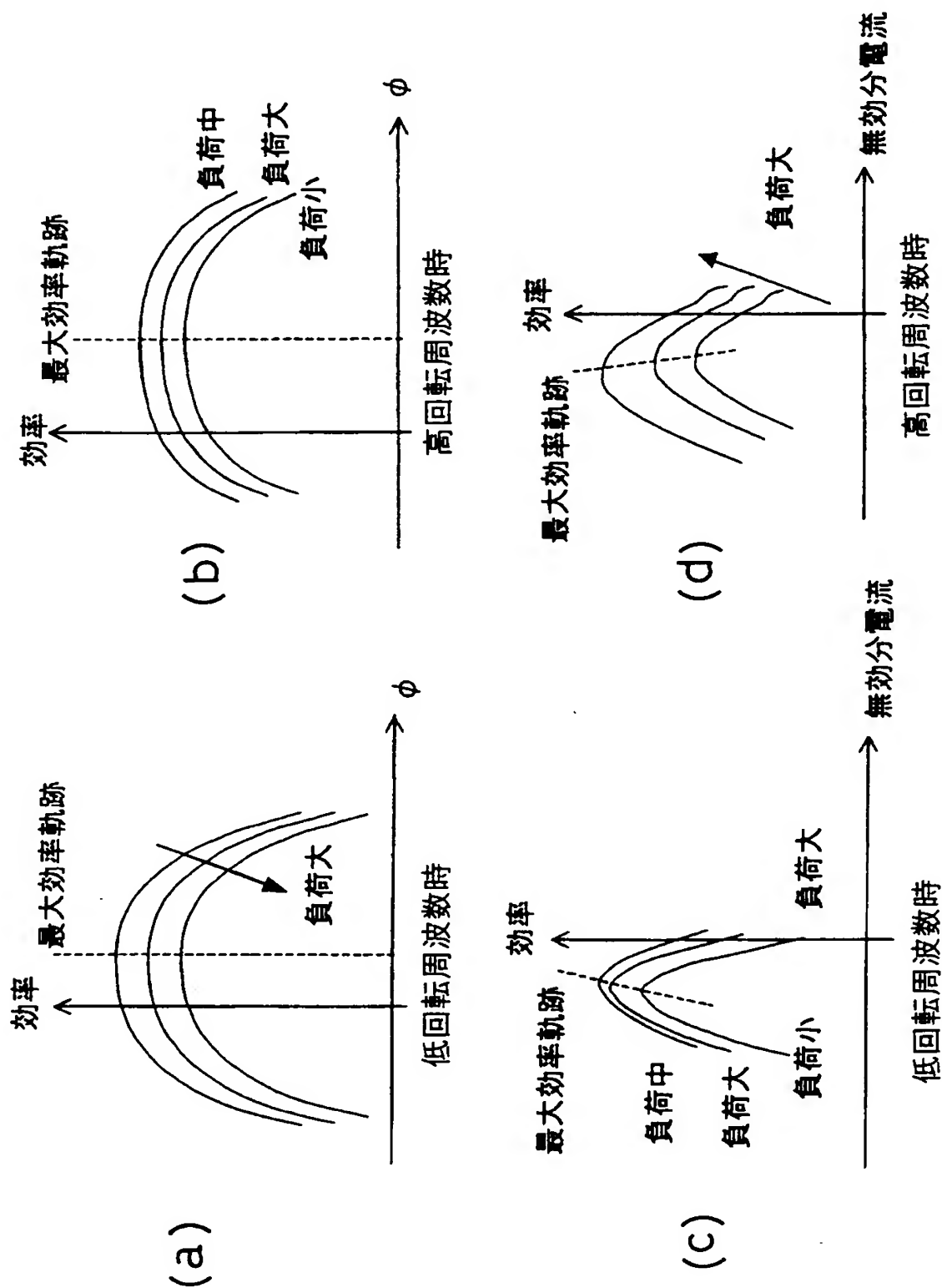


【図13】

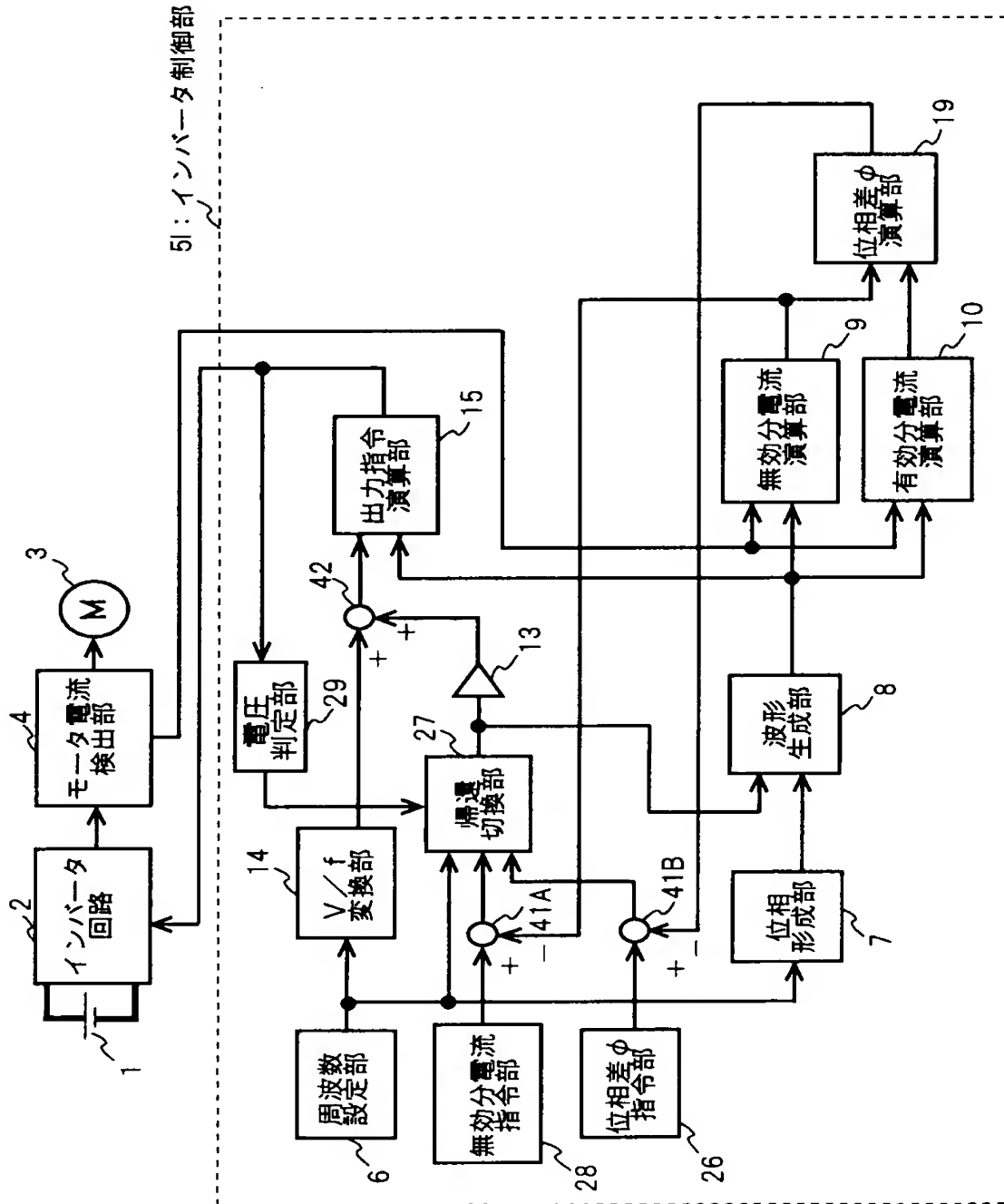




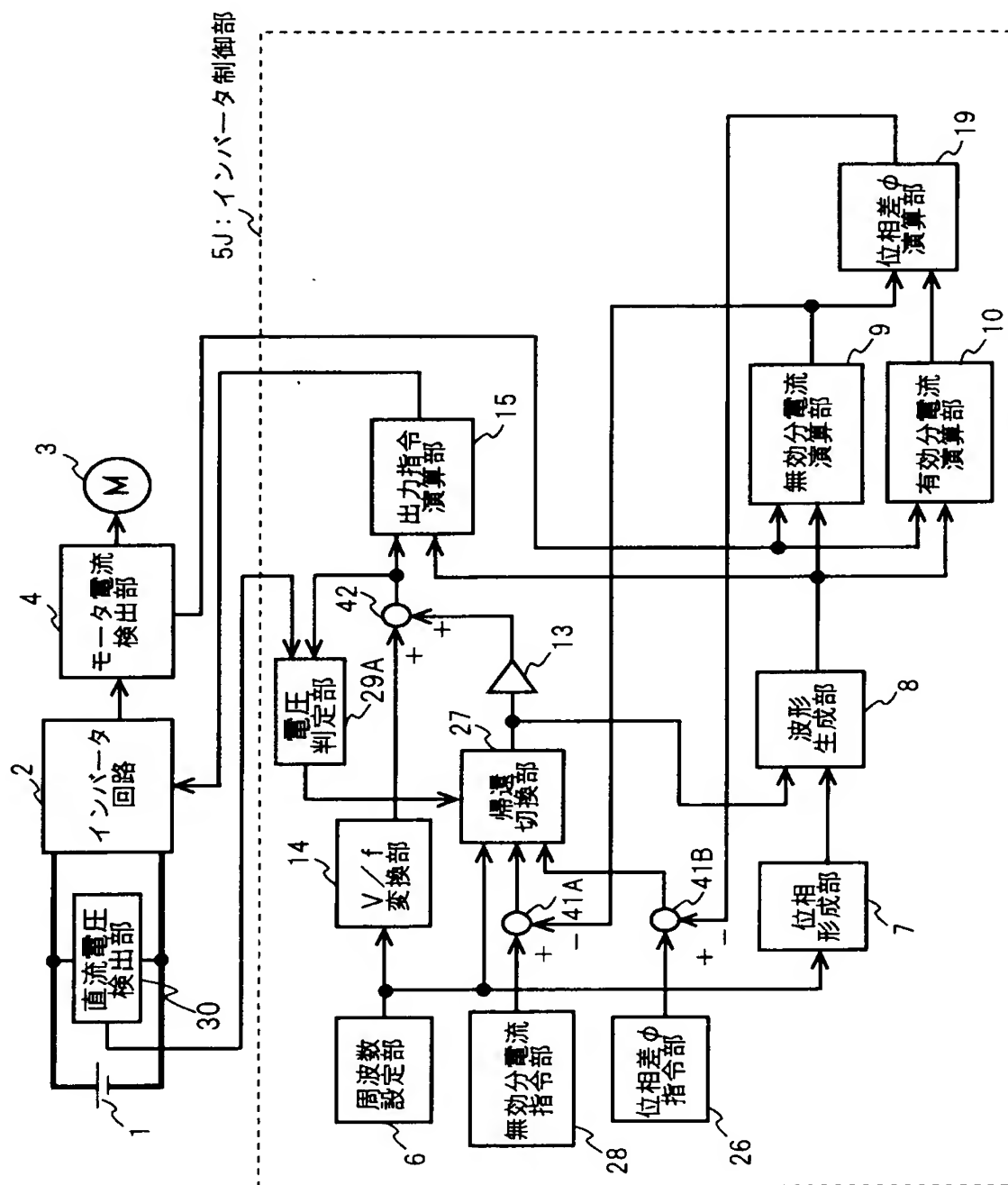
【図14】



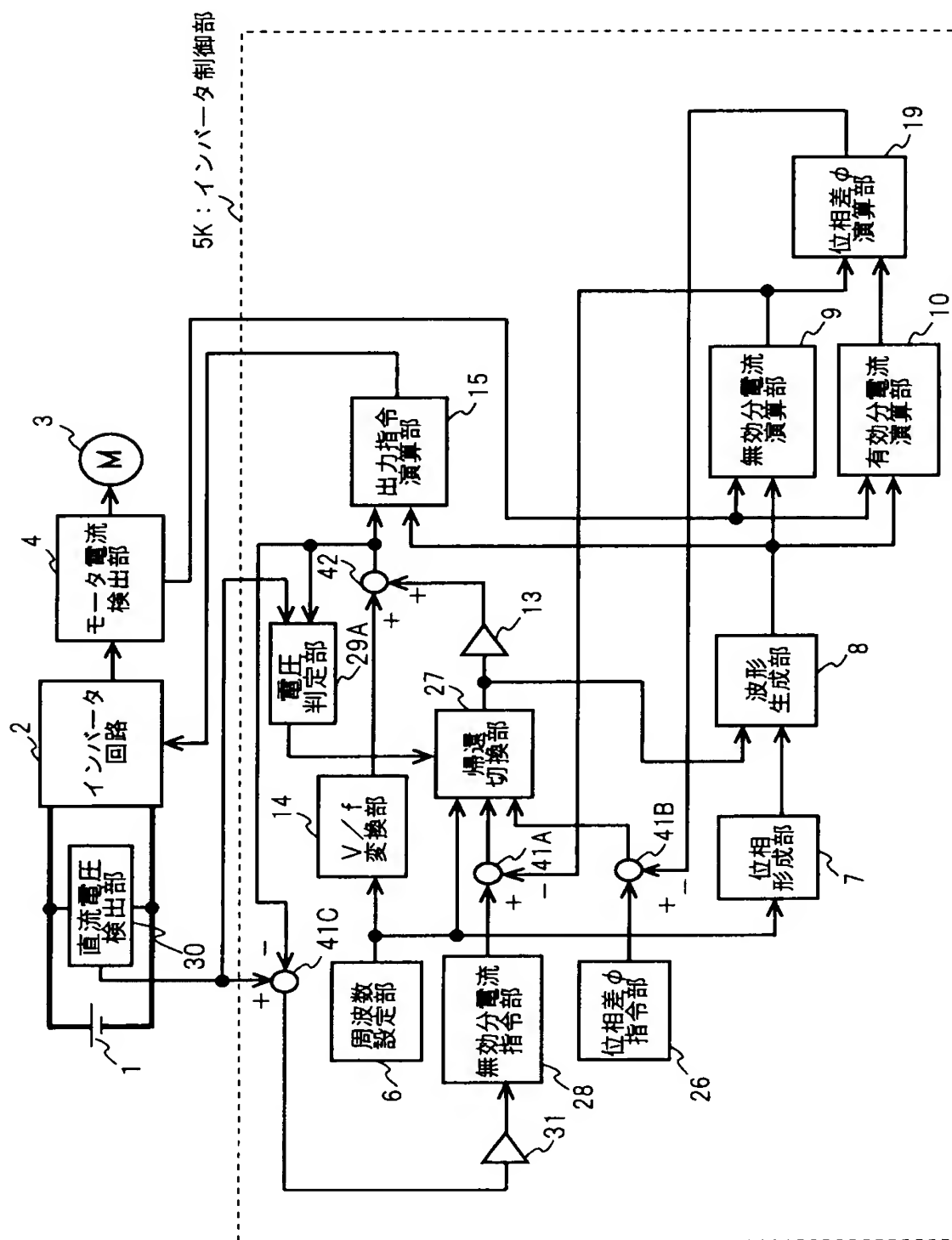
【図15】



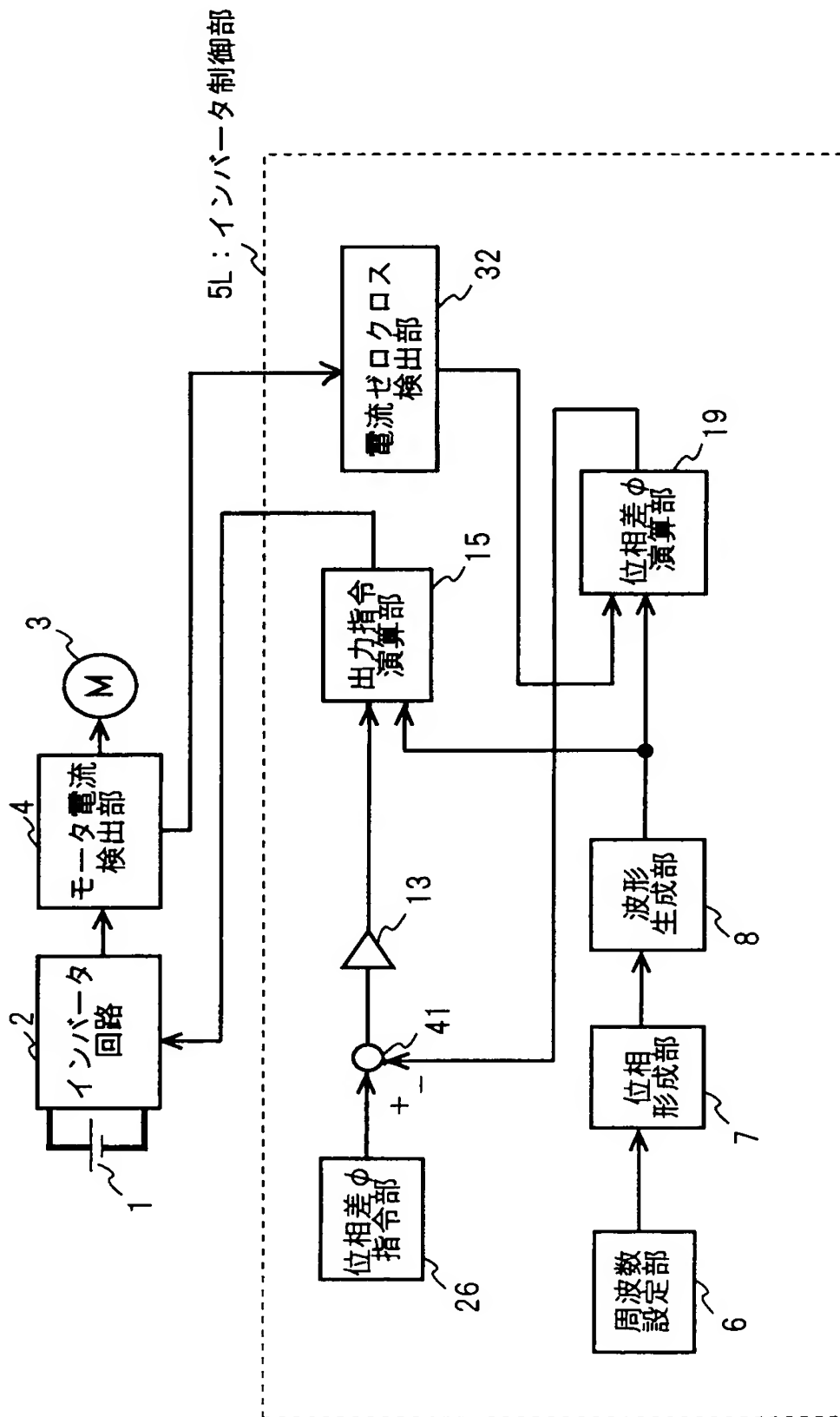
【図16】



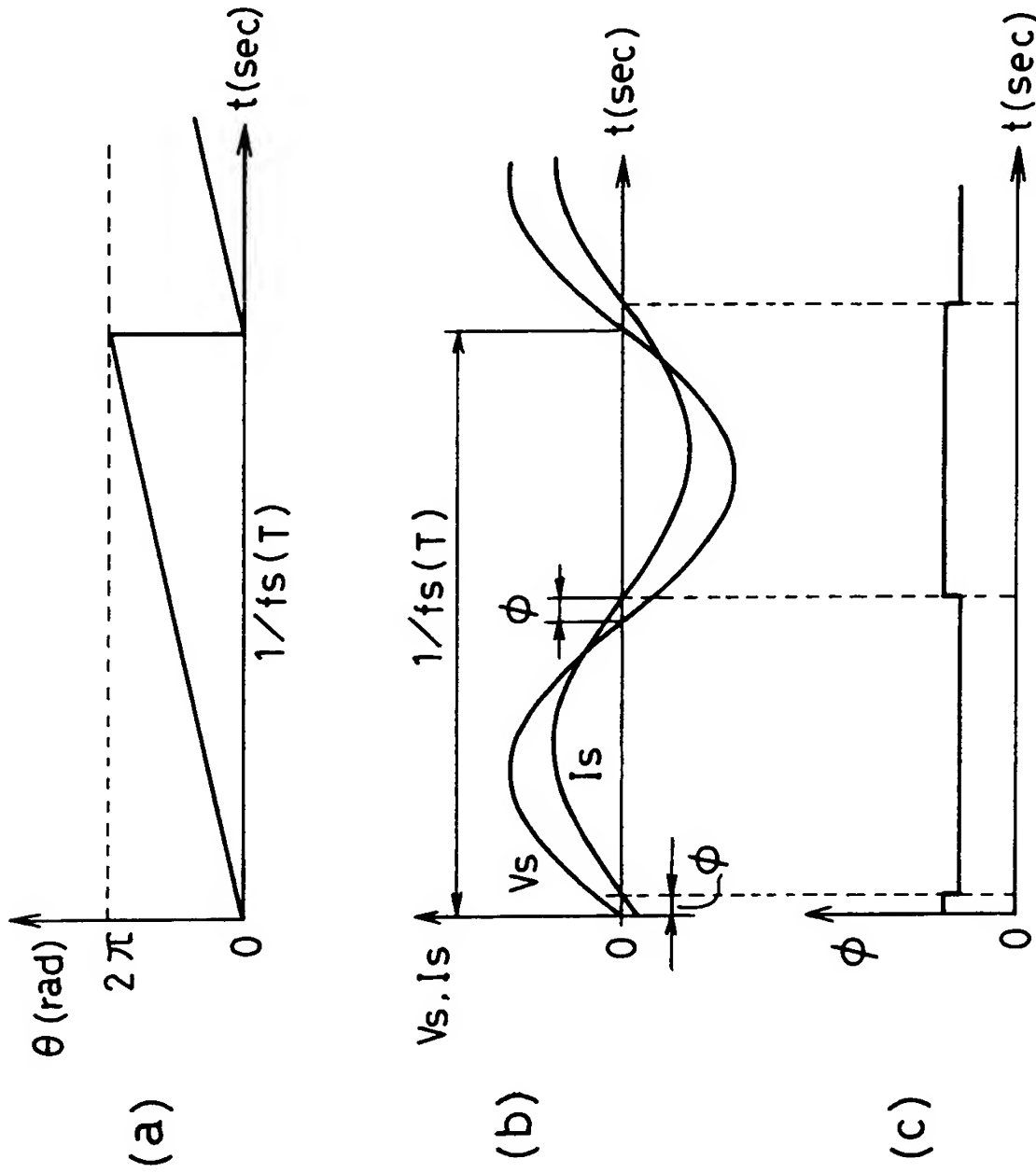
【図17】



【図18】



【図19】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 位置センサを有しない同期型モータを簡単な制御で安定して高効率に駆動できるモータ制御装置を提供するものである。

【解決手段】 モータ電流と回転位相から、モータの瞬時の無効分電流、有効分電流及びモータ印加電圧を検出して瞬時の位相差 $\alpha$ を算出する。瞬時の位相差 $\alpha$ とその指令値との誤差からモータ印加電圧を補償して制御するので、安定かつ高効率でモータ駆動できるとともに位相差 $\alpha$ の指令値として設定が容易である。また、モータ電流と回転位相から、無効電力と有効電力を検出して瞬時の位相差 $\beta$ を算出する。その瞬時の位相差 $\beta$ とその指令値との誤差からモータ印加電圧を補償して制御するようにしたので、安定かつ高効率でモータを駆動できるとともに位相差 $\beta$ の指令値として設定が容易である。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005821]

1. 変更年月日	1990年 8月28日
[変更理由]	新規登録
住 所	大阪府門真市大字門真1006番地
氏 名	松下電器産業株式会社